

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-172417

(43)Date of publication of application : 02.07.1996

(51)Int.Cl.

H04J 13/04

(21)Application number : 07-220515

(71)Applicant : CANON INC

(22)Date of filing : 29.08.1995

(72)Inventor : MOCHIZUKI NORIHIRO  
 KATOU ICHIROU  
 AKEBOSHI TOSHIHIKO  
 SAITO KATSUO  
 KANDA TETSUO  
 SUZUKI RIE  
 TAKASAKI ATSUSHI  
 TORISAWA AKIRA  
 MORITOMO KAZUO

(30)Priority

Priority number : 06256713 Priority date : 21.10.1994 Priority country : JP

06256714 21.10.1994

06256715 21.10.1994

JP

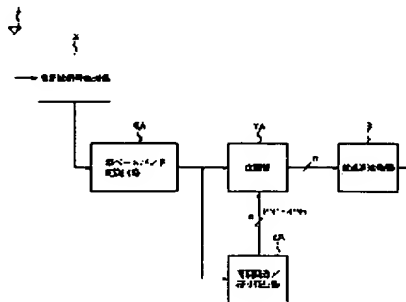
JP

## (54) SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PURPOSE: To accurately receive spread spectrum signals by converting reception signals into base band signals, detecting spreading codes and demodulating the base band signals in synchronism with the detection.

CONSTITUTION: The reception signals in an antenna 1 are amplified, filtered and converted into an intermediate frequency in a high frequency signal processing part 2 and converted into a quasi base band signals in a quasi base band conversion circuit 6A. Then, the quasi base band signals of the two channels of an I and Q outputted from the conversion circuit 6A are inputted to a demodulator 7A along with the (n) pieces of the spreading codes PN1-PNn for data demodulation which are the output of a code generator 4B and correlation computed with the respective spreading codes for data demodulation and the (n) pieces of the data are demodulated. The (n) pieces of parallel output from the demodulator 7A are converted into serial data in a parallel/serial conversion circuit 8 and outputted.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20.09.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 28.05.2002

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2002-10508

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 12.06.2002

[Date of extinction of right]

Best Available Copy

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-172417

(43) 公開日 平成 8 年 (1996) 7 月 2 日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 J 13/04

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/ 00

G

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 29 頁)

(21) 出願番号 特願平7-220515

(22) 出願日 平成 7 年 (1995) 8 月 29 日

(31) 優先権主張番号 特願平6-256713

(32) 優先日 平 6 (1994) 10 月 21 日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(31) 優先権主張番号 特願平6-256714

(32) 優先日 平 6 (1994) 10 月 21 日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(31) 優先権主張番号 特願平6-256715

(32) 優先日 平 6 (1994) 10 月 21 日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000001007

キヤノン株式会社

東京都大田区下丸子 3 丁目 30 番 2 号

(72) 発明者 望月 規弘

東京都大田区下丸子 3 丁目 30 番 2 号キヤノ  
ン株式会社内

(72) 発明者 加藤 伊智朗

東京都大田区下丸子 3 丁目 30 番 2 号キヤノ  
ン株式会社内

(72) 発明者 明星 俊彦

東京都大田区下丸子 3 丁目 30 番 2 号キヤノ  
ン株式会社内

(74) 代理人 弁理士 丸島 儀一

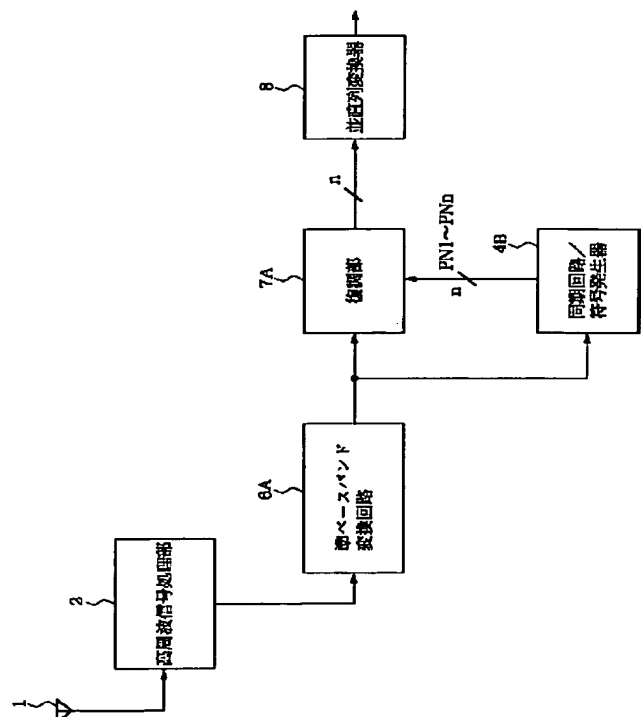
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散通信装置

(57) 【要約】

【課題】 逆拡散復調するための構成を小型化する。

【解決手段】 受信信号を準ベースバンド変換回路 6 A  
により準ベースバンド信号に変換し、同期回路/符号発  
生器 4 B で準ベースバンド信号に含まれる拡散符号を検  
出し、この検出に同期して符号 P N 1 ~ P N n を発生  
し、復調部 7 A で復調する。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 受信信号をベースバンド信号に変換する変換手段と、

前記変換手段によりベースバンド信号に変換された受信信号を複数の拡散符号に応じて逆拡散することにより、符号分割多重された信号を復調する復調手段と、前記ベースバンド信号に変換された受信信号に応じて前記逆拡散手段の同期をとる同期手段とを有することを特徴とするスペクトラム拡散通信装置。

【請求項2】 前記変換手段は、直交変換された受信信号を同相成分と直交成分のベースバンド信号に変換することを特徴とする請求項1のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項3】 前期逆拡散手段は、第1のクロックに応じて受信信号を逆拡散し、前記同期手段は、前記第1のクロックより周波数の高い第2のクロックに応じて同期をとることを特徴とする請求項1のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項4】 複数の拡散符号により変調された信号が多重化して伝送されるスペクトラム拡散通信装置において、受信信号を準ベースバンド信号に変換する変換手段と、前記複数の拡散符号及び前記準ベースバンド信号によって逆拡散復調を行う復調手段とを有することを特徴とするスペクトラム拡散通信装置。

【請求項5】 更に、前記準ベースバンド信号に変換される前の受信信号から符号位相同期信号を抽出する抽出手段と、前記符号同期信号に応じて前記複数の拡散符号を発生する発生手段とを有することを特徴とする請求項4のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項6】 前記抽出手段は、更に、ビットクロックを抽出することを特徴とする請求項5のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項7】 更に、前記準ベースバンド信号に変換された受信信号から符号位相同期信号を抽出する抽出手段と、前記符号同期信号に応じて前記複数の拡散符号を発生する発生手段とを有することを特徴とする請求項4のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項8】 前記復調手段は、直交変調された受信信号の同相成分と直交成分からデータを復調することを特徴とする請求項4のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項9】 拡散符号に応じた逆拡散を行う前の受信信号をベースバンド信号に変換する変換手段と、前記変換手段によりベースバンド信号に変換された受信信号を複数の拡散符号に応じて逆拡散することにより、符号分割多重された受信信号を復調する復調手段とを有することを特徴とするスペクトラム拡散通信装置。

【請求項10】 更に、前記受信信号から符号位相同期信号を抽出する抽出手段と前記符号同期信号に応じて前記拡散符号を発生する発生手段とを有することを特徴と

する請求項9のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項11】 前記抽出手段は、更にビットクロックを抽出することを特徴とする請求項10のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項12】 前記変換手段は、前記受信信号を通信手段を有することを特徴とする請求項9のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項13】 前記変換手段は、前記通信手段の出力を分周する分周手段を有することを特徴とする請求項12のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項14】 前記変換手段は、直交変調された受信信号の同相成分と直交成分をベースバンド信号に変換することを特徴とする請求項9のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項15】 更に、前記ベースバンド信号に変換する前の受信信号から同期をとる同期手段を有することを特徴とする請求項9のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項16】 更に、前記ベースバンド信号に変換された受信信号から同期を取る同期手段を有することを特徴とする請求項9のスペクトラム拡散通信装置。

【請求項17】 複数の符号系列で変調されたデータと非零の直流成分が所定の周波数帯に変換されて伝送路送出された信号を受信するスペクトラム拡散通信装置であって、前記非零の直流成分に応じた搬送波成分を取り出す手段と、

前記搬送波成分に応じて受信信号をベースバンド信号に変換する手段と、

ベースバンド信号を前記複数の符号系列に応じて復調する手段とを有することを特徴とするスペクトラム拡散通信装置。

【請求項18】 複数の拡散符号により変調された信号が多重化してベースバンドで伝送されるスペクトラム拡散通信装置において、

受信信号から符号位相同期信号及びクロックを抽出する同期手段と、

該同期手段から出力される符号位相信号及びクロックを用いて複数の拡散符号を発生する符号発生手段と、

該符号発生手段から発生される複数の拡散符号と前記受信信号によって逆拡散復調を行う復調手段と、を備えることを特徴とするスペクトラム拡散通信装置。

**【発明の詳細な説明】**

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は符号分割多重された信号を受信するスペクトラム拡散通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】直接拡散方式を用いたスペクトラム拡散通信方式は、伝送するデジタル信号のベースバンド信号から、擬似雑音符号（PN符号）等の拡散符号系列を用いて、元データに比べてきわめて広い帯域幅を持つべ

ースバンド信号を生成する。さらに、P S K（位相シフトキーイング）、F S K（周波数シフトキーイング）等の変調を行い、R F（無線周波数）信号に変換して伝送する。受信側では、送信側と同一の拡散符号を用いて受信信号との相関をとる逆拡散を行って受信信号を元データに対応した帯域幅を持つ狭帯域信号に変換する。続いて通常のデータ復調を行い、元データを再生する。

【0003】このように、スペクトラム拡散通信方式では、情報帯域幅に対し送信帯域幅が極めて広いので、送信帯域幅が一定の条件下では、通常の狭帯域変調方式に比べ非常に低い伝送速度しか実現できない。この問題を解決するために符号分割多重化という方法が存在する。この方式では、高速の情報信号を低速の並列データに変換し、それぞれ異なる拡散符号系列で拡散変調して加算した後R F信号に変換して伝送を行うことにより、拡散変調の拡散率を下げることに無しに送信帯域幅一定の条件下で高速データ伝送が実現される。

【0004】図31にこの方式の送信機構成を示す。入力されたデータは直並列変換器301にてn個の並列データに変換される。変換された各データはn個の乗算器群302-1~302-nにおいて拡散符号発生器303のn個のそれぞれ異なる拡散符号出力と乗算されnチャンネルの広帯域拡散信号に変換される。次に、各乗算器の出力は加算器304にて加算され、高周波段305に出力される。高周波段305で該加算されたベースバンド広帯域拡散信号は適当な中心周波数を持つ送信周波数信号に変換され、送信アンテナ306より送信される。

【0005】図32に受信機の構成を示す。空中線401にて受信された信号は、高周波信号処理部402にて適当にフィルタリング及び増幅され、中間周波信号に変換される。該中間周波信号はn個の並列に接続された各拡散符号に対応するチャンネルに分配される。各チャンネルでは入力信号は、相関器群403-1~nにおいてそのチャンネルに対応した拡散符号発生器群404-1~nの出力と相関検出され逆拡散がなされる。該逆拡散信号は同期回路群405-1~nにて各チャンネル毎に同期が確立され各拡散符号発生器の符号位相及びクロックを一致させる。該逆拡散信号はまた復調器群406-1~nにて復調されデータが再生される。続いてこの再生データは並直列変換器407で直列データに変換され元の情報が再生されることとなる。

【0006】

【発明が解決しようとしている課題】しかしながら、上記従来例においては各復調チャンネルの相関器は中間周波段で動作しているので、回路規模が非常に大きくなってしまふという欠点があった。

【0007】本発明の目的は、符号分割多重されたスペクトラム拡散信号を受信するための構成を小型化することにある。

【0008】又、本発明の他の目的は、符号分割多重さ

れたスペクトラム拡散信号を正確に受信することにある。

【0009】又、本発明の他の目的は、符号分割多重されたスペクトラム拡散信号の同期を正確に合わせることにある。

【0010】又、本発明の他の目的は、高速通信を実現することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明はこの課題を解決するために、受信信号をベースバンド信号に変換し、ベースバンド信号から拡散符号を検出し、拡散符号の検出に同期して、複数の拡散符号に基づいてベースバンド信号を復調するスペクトラム拡散信号受信装置又は方法を提供する。

【0012】

【発明の実施の形態】図1に本発明の第1実施形態の構成を表す構成図を示す。同図に於て、1はアンテナ、2はアンテナ1にて受信した信号を高周波段にて信号処理する高周波信号処理部、4Bは送信側の符号とクロックに対する同期を捕捉し維持する同期回路及び、符号同期信号及びクロック信号によりn個のデータ復調用拡散符号および同期用拡散符号を発生する符号発生器、6Aは受信信号を準ベースバンド信号に変換する準ベースバンド変換回路、7Aは準ベースバンド変換回路6Aから出力される準ベースバンド信号と符号発生器4Bから出力されるn個の拡散符号を用いてデータを復調する復調部、8はn個のバラレルデータをシリアルデータに変換するバラレル／シリアル変換回路である。

【0013】図1において、アンテナ1により受信された受信信号は、高周波信号処理回路2に入力される。高周波信号処理部2は、例えば増幅器、フィルタ、周波数変換回路によって構成され、受信信号は該高周波信号処理部2にて適当に増幅及びフィルタリングされ、高周波信号のままか、あるいは中間周波数に変換される。高周波信号処理部2からの出力は準ベースバンド変換回路6Aにて、準ベースバンド信号に変換される。

【0014】図2に準ベースバンド変換回路6Aの一例を示す。高周波信号処理部2からの信号は2つに分岐され、それぞれ乗算器202、203に入力される。乗算器202には、さらに高周波信号処理部2から出力される信号の中心波数に略等しい周波数の信号を発生する局部発振器201からの出力が入力され、低域通過フィルタ205により同相成分(I c h)が抽出される。一方、乗算器203には局部発振器201からの出力が移相器204にて90度移相されて入力され、低域通過フィルタ206により直交成分(Q c h)が抽出される。

【0015】準ベースバンド変換回路6Aから出力される準ベースバンド信号は同期回路／符号発生器4Bおよび復調部7Aに入力される。同期回路／符号発生器4Bは同期用拡散符号P N rを用いて送信信号に対する符号

同期及びクロック同期を確立し、符号同期信号及びクロック信号を出力する。同期用拡散符号 $P_{Nr}$ としては、多重化された複数の符号( $P_{N1} \sim P_{Nn}$ )のうちの1つの符号に対応する符号を選択することが望ましい。

又、同期専用符号を用いてもよい。この同期回路の符号発生器4Bは図3(A)、(B)に示す様なスライディング相関器や遅延ロック追跡回路を用いて構成できる。

【0016】図3(A)において乗算器2431I、Qは符号発生部2436からの同期用拡散符号 $P_{Nr}$ とIch、Qchのデータを乗算する。符号発生部2436は送信側の拡散符号とほぼ同一の周波数のクロックに従って拡散符号 $P_{Nr}$ を発生している。積分器2432I、Qは乗算器2436I、Qの出力を拡散符号 $P_{Nr}$ の一周期に渡って積分する。合成回路2433は、積分器2432I、Qの出力を合成する。合成回路2433は、積分器2432I、Qの出力を二乗して、両者を加算したり、又その加算結果の平方根をとる。あるいは積分器2432I、Qの出力の絶対値を加算したり、積分器2432I、Qの出力の一方を選択してもよい。ピーク検出回路2434は合成回路2433の出力のピークを検出する。判定部2435はピーク検出回路2434によりピーク検出が検出されなければ、符号をシフトする様に符号発生部2436に指示する。

【0017】図3(B)において、2455はシフトレジスタ型の符号発生部である。VCO2454からのクロックが供給されると、先頭ビット(“m”ビット目)のデータは、遅延回路2456、乗算器2449I、Qに出力されるとともに、シフトレジスタの最終ビット(“1”ビット目)に転送される。また、シフトレジスタの“m-1”ビット目のデータは、乗算器2448I、Qに出力されるとともに、シフトレジスタの“m”ビット目にシフトされる。また、シフトレジスタの“m-2”ビット目のデータ、“m-3”ビット目のデータ、…、1ビット目のデータはそれぞれ1つずつ左にシフトされる。

【0018】乗算器2448I、Qは“m-1”ビット目のデータとIch、Qchのデータを乗算し、乗算器2449I、Qは“m”ビット目のデータとIch、Qchのデータを乗算する。積分器2450I、Q、2451I、Qは乗算器2448I、Q、2449I、Qの出力を拡散符号 $P_{Nr}$ の一周期に渡って積分する。合成回路2452Aは積分器2450I、Qの出力を合成し、合成回路2452Bは積分器2451I、Qの出力を合成する。減算増幅器2453は合成回路2452A、Bの出力の差に応じた信号を出力する。電圧制御発振器(VCO)2454は減算増幅器2453の出力に応じた周波数で発振する。遅延回路2456は符号発生部2455の“m”ビット目の出力を1/2クロックだけ遅延させて出力する。

【0019】符号発生器4Bは、遅延回路2456の出

力と同期してn個の復調用拡散符号 $P_{N1} \sim P_{Nn}$ を復調部7Aに出力する。

【0020】準ベースバンド変換回路6Aから出力されるIchとQchの2チャンネルの準ベースバンド信号は符号発生器4Bから出力されるn個のデータ復調用拡散符号 $P_{N1}$ 、…、 $P_{Nn}$ とともに復調部7Aに入力され、各データ復調用拡散符号と相関演算が行われ、n個のデータが復調される。

【0021】図4に復調部7Aの第一の例を示す。IchとQchの信号はそれぞれn個に分岐され、それぞれ乗算器701-1～701-nおよび乗算器702-1～702-nに入力される。また、乗算器701-1～701-nおよび乗算器702-1～702-nにはそれぞれ拡散符号 $P_{N1}$ 、…、 $P_{Nn}$ が入力され、各チャンネルの信号と各拡散符号との乗算演算が行われる。乗算器701-1～701-nの出力はそれぞれ低域通過フィルタ703-1～703-nにてフィルタリングすることにより、各拡散符号による相関検出がなされ、逆拡散される。同様に、乗算器702-1～702-nの出力はそれぞれ低域通過フィルタ704-1～704-nにてフィルタリングすることにより、各拡散符号による相関検出がなされ、逆拡散される。

【0022】同じ拡散符号により逆拡散されたIchとQchの信号はともに判定器705-1～705-nに入力されてデータ判定され、並列復調データが得られる。判定器としては、例えば1データ前の信号との位相比較により判定する遅延検波などを用いることができる。

【0023】復調部7Aからのn個の並列出力はパラレル/シリアル変換回路8により、シリアルデータに変換されて出力される。

【0024】次に図5に、復調部7Aの第2の例を示す。図5では、同期回路/符号発生器4から再生クロック、及び符号位相同期信号を復調部7Aに入力する。再生クロックは例えば図3(B)のVCO2454の出力から1/2クロックずらしたものであり、符号位相同期信号は符号発生部2455の符号スタートの1/2クロック後から一周期毎に出力される信号である。

【0025】図5において、入力されたIchのQchの2チャンネルの信号は、それぞれ再生クロックを基本周期とするA/D変換器711、712にて単一ビットあるいは複数ビットの分解能をもつデジタル信号に変換される。このデジタル信号は、n個に分配され、それぞれ相関器713-1～713-nおよび相関器714-1～714-nに符号発生器4Bから出力される複数の拡散符号とともに入力され、両者の相関演算が行われる。図6に相関器713の一構成を示す。

【0026】図6において、A/D変換器711または712から出力される単一ビットあるいは複数ビットのデジタル信号の最上位ビットMSB(符号ビット)が

符号発生器4Bから出力される複数の拡散符号のそれぞれと排他的論理和回路901で排他的論理和演算され、他のビットとともにそれぞれ加算器902に入力される。加算器902では、再生クロックパルス毎にこの入力信号とレジスタ903の出力が加算され、それぞれレジスタ903に出力される。レジスタ903は、各拡散符号が入力される時点でリセットされており、以後、拡散符号の1周期にわたって受信信号と拡散符号の積が加算された結果が格納されていく。したがって、拡散符号の1周期の最終ビットが入力された時点で、レジスタ903には、それぞれ各拡散符号1周期と受信信号との相関値が格納されていることとなる。

【0027】この相関値を続く判定回路715-1~715-nにてデータ判定することにより、n個の復調データが得られる。そして、復調されたn個の並列データは、並直列変換器8にて直列データに変換されて出力される。

【0028】図7に復調部7Aの第3の例を示す。

【0029】図7において、入力されたIchとQchの2チャンネルの信号は、それぞれ再生クロックを基本周期とするA/D変換器711、712にて単一ビットあるいは複数ビットの分解能をもつデジタル信号に変換される。このデジタル信号は、位相検出回路717にて0度位相から位相ずれ量 $\alpha$ が検出され、位相補正回路716に入力される。この位相ずれ量 $\alpha$ に基づいて、IchとQchのデータから0度-180度変調のデータに変換される。位相補正回路716からの出力はn個に分配され、それぞれ相関器713-1~713-nに符号発生器4から出力される複数の拡散符号とともに入力され、両者の相関演算が行われる。この相関値を続く判定回路715-1~715-nにてデータ判定することにより、n個の復調データが得られる。

【0030】上記第1実施形態では復調回路からの出力をパラレル/シリアル変換回路にて直列データに変換しているが、パラレル/シリアル変換回路を用いず、複数の並列データとして出力することも可能である。

【0031】上記第1実施形態では、準ベースバンド信号に変換する前の受信信号から同期を得る様にしたので、準ベースバンド信号に変換する際の誤差にかかわらず、正確にクロック符号同期信号を得ることができる。

【0032】上記第1実施形態では、直交変換された信号のIchとQchの2つの2チャンネルの信号を合成して、1つの受信データを判定しているので、準ベースバンド信号への変換が正確に行なわれなくても、受信データを正しく判定することができる。これは以下の実施形態でも同様である。

【0033】図8に本発明の受信装置の第2実施形態を表す構成図を示す。1はアンテナ、2は高周波信号処理部である。6Aは受信信号を準ベースバンド信号に変換回路であり、その構成は図2と共通である。7Bは復調

部である。

【0034】13、14はアナログ/デジタル変換器、200はクロック出力部、15、16は所望の拡散符号PNrとの相関をとる相関器、17は2つの相関器15、16の相関出力を合成する合成回路、18は合成回路17の出力を所定時間（拡散符号の1~2チップ程度に相当する時間）遅延する遅延回路、19は合成回路17の出力と遅延回路18の出力を減算する減算回路、20は減算回路19の出力を受けて、アナログ/デジタル変換器13、14に入力するサンプリングクロックの位相を制御するクロック制御回路、23-1~23-nは入力信号と拡散符号PN1~PNnの相関をとる相関器、24-1~24-nはデータ判定回路、25は合成回路17の出力のピークを検出するピーク検出回路である。

【0035】図8を用いて本装置の動作を説明する。高周波信号処理部2により増幅、フィルタリングなどの処理を施され、入力周波数のまま、または中間周波数に変換された受信信号 $r(t) \cdot \exp(i\omega t)$ が、2分岐され、それぞれ第1の周波数変換器202と第2の周波数変換器203に入力され、互いに直交したベースバンド帯域の信号 $r_I(t)$ 、 $r_Q(t)$ が出力される。ここで、受信信号と発振器201の出力信号の位相差を $\alpha$ とすると、

$$r_I(t) = r(t) \cos \alpha, \quad r_Q(t) = r(t) \sin \alpha$$

と表わされる。

【0036】次に、ベースバンド帯域の信号 $r_I(t)$ 、 $r_Q(t)$ をそれぞれアナログ/デジタル変換器13、14で拡散符号のチップ速度の2倍以上の周波数でサンプリングし、相関器15、16に入力して所定の拡散符号PNrとの相関演算が行われる。ここで、所定の拡散符号PNrとは通常、送信側で換散変調に用いられた拡散符号と同じ符号であり、PN1~PNnのいずれかと同じ符号又はそれ以外の同期専用符号である。相関器15、16の出力をそれぞれ $c_I(t)$ 、 $c_Q(t)$ とすると、

$$c_I(t) = c(t) \cos \alpha, \quad c_Q(t) = c(t) \sin \alpha$$

と表わされる。ただし、 $c(t)$ は信号 $r(t)$ を相関器15及び16に入力した場合の出力である。

【0037】2つの相関器15、16の出力 $c_I(t)$ 、 $c_Q(t)$ を合成回路17にて合成する。合成回路17の1例を図9(A)に示す。図9(A)において、2つの相関器15、16の出力 $c_I(t)$ 、 $c_Q(t)$ はそれぞれ2乗された後加算され、平方根演算が行われる。この演算により $c(t)$ の絶対値出力が得られる。合成回路17の他の例を図9(B)、(C)、(D)に示す。図9(B)では図9(A)の平方根演算を省略することにより、演算量を減らしている。図9

(C)では、2乗演算の代わりに絶対値演算とすることにより、図9(B)よりさらに演算量を減らしている。図9(D)では、加算の代わりに2信号のうち一方を選択するセレクタを設けることにより図9(C)よりさらに演算量を減らすことができる。

【0038】さて、合成回路17の出力は2分岐され、遅延回路18を通した信号と遅延回路18を通さない信号との演算が減算回路19にて行われる。ここで図10を用いて動作を詳しく説明する。図10では、1例として、1チップ2サンプリングで遅延回路18の遅延量が1チップ、すなわち2サンプリングとし、図中黒丸にてサンプリング点を表わしている。また、点線にてアナログ量、すなわちサンプリング周波数が無限大の場合について記している。まず、サンプリングクロックの位相が遅れている場合には図10(A)、合成回路17の出力が1周期内で最大となる点 $t_0$ から遅延回路18の半分の遅延量、すなわち $1/2$ チップ(1サンプリング)後の点 $t_1$ における減算回路19の出力は負となる。また、サンプリングクロックの位相が進んでいる場合には(図10B)、点 $t_1$ における減算回路19の出力は正となる。しかもその大きさはずれの程度を表わすので、点 $t_1$ における減算回路19の出力が0に近づくように制御することにより、クロック位相同期をとることができる。

【0039】そこで、点 $t_1$ (すなわち、合成回路17の出力の1周期内における最大値を与える時点(ピーク検出回路25により検出される)から、遅延回路18の遅延量の $1/2$ 後の時点)における減算回路19の出力を受けて、クロック制御回路20によりサンプリングクロックの位相を制御することにより、クロック同期が保持される。

【0040】クロック制御回路20は、例えば図11(A)に示すように遅延回路20A、ラッチ20B、フィルタ20C、ディジタルアナログ変換器(D/A)20D、電圧制御発振器(VCO)20Eにて構成される。ここで、フィルタ20Cとディジタルアナログ変換器(D/A)20Dは順序が入れ替わってもよい。また、クロック制御回路20の他の例として、図11

(B)に示すように基準信号発生器20Fから出力される信号を減算回路19からの出力により位相シフトして、クロックとして出力する構成でもよい。

【0041】遅延回路20Aによる遅延時間は、遅延回路18による遅延時間の半分である。ラッチ20Bは、合成回路17の出力のピークから遅延回路20Aによる遅延時間が経過した時に、減算回路19の出力をラッチする。そして、クロック制御回路20は、ラッチ20Bの出力が小さくなる様に、クロックを制御する。

【0042】本実施形態では、同期が確立している時、2つのアナログ/ディジタル変換器13、14からの出力は、間引き、/合成回路22により1チップ1サン

プリングに間引かれ、受信信号と発振器出力信号との位相差 $\alpha$ が補正される。合成は、図7の位相補正回路716と同様に、例えば位相差 $\alpha$ より、 $r_1(t) \cos \alpha + r_q(t) \sin \alpha$ なる演算にて行われる。間引き/合成回路22の出力は $n$ 個に分岐され、 $n$ 個の相関器23-1~23-nにて、それぞれ送信側で拡散変調に用いられた $n$ 個の異なる拡散符号 $PN_1 \sim PN_n$ との相関がとられた後、それぞれデータ判定回路24-1~24-nにより復調され、 $n$ 個の復調データが得られる。データ判定回路24-1~24-nは、ピーク検出回路25により検出されるピークに同期して拡散符号一周期毎にデータ判定を行う。

【0043】本構成により、サンプリングクロックのずれを小規模な構成で補正できると共に、間引き/合成回路22により1チップ1サンプリングに間引くので、その後の $n$ 個の相関器23-1~23-nの回路規模を小さくすることができる。

【0044】上記第2実施形態において、送信側に高速データを複数並列データに変換する直並列変換器を付加し、受信側に復調された複数の並列データを直列データに変換する並直列変換器を付加することにより、高速データ伝送が可能となる。

【0045】また、上記第2実施形態において、情報を直交変調にて伝送することも可能である。直交変調信号の場合には、間引き/合成回路22により位相差 $\alpha$ が補正された直交信号に変換されて、それぞれ $n$ 個ずつの相関器にて相関をとりデータ判定が行われる。

【0046】図12に1チップ2サンプリングの場合の相関器15、16の構成を示す。拡散符号を $m$ ビットとすると、15Aは、 $2 \times m$ ビットのシフトレジスタであり、A/D変換器13、14の出力をクロック制御回路20からのクロックCLKに同期して1ビットずつシフトする。相関器15、16は、更に、シフトレジスタ15Aに格納されたデータと拡散符号( $a_1, a_2, a_3, \dots, a_m$ )を乗算する $2 \times m$ 個の乗算器と、乗算器15Bの出力を加算し、相関値として出力する加算器15Cを有する。

【0047】又、図13に相関器23-1~23-nの構成を示す。23Aは $m$ ビットのシフトレジスタ23Bはシフトレジスタ23Aに格納されたデータと拡散符号( $a_1, a_2, a_3, \dots, a_m$ )を乗算する $m$ 個の乗算器、23Cは乗算器23Bの出力を加算し、相関器として出力する加算器である。加算器23Cはピーク検出回路25によるピーク検出に応じて拡散符号一周期毎に加算器を出力する。尚、相関器23-1~23-nは図6と同様に構成することもできる。

【0048】尚、相関器23-1~23-nに夫々に入力される拡散符号は異なる。一方、相関器15、16に入力される拡散符号は共通である。

【0049】尚、相関器15、16はクロック制御回路



20の出力クロックCLKを用いて相関演算を行う。すなわち、クロック制御回路20の出力クロックの周波数を $f_c$ とすると、相関器15、16は周波数を $f_c$ のクロックCLKに同期して相関演算を行う。

【0050】一方、相関器23-1~23-nはクロック制御回路20の出力クロックCLKを半分に分周して生成したクロックを用いて相関演算を行う。すなわち、相関器23-1~23-nは周波数 $f_c$ の半分(1チップ1サンプリングとすると1/1)のクロックに同期して相関演算を行う。

【0051】尚、相関器23-1~23-nに入力されるクロックは合成回路17の出力にピークが生じる時に(Fig. 10(C)の時刻 $t_0$ )、相関演算が行われるように、クロック制御回路20の出力クロックと分周して生成される。

【0052】又、間引き/合成回路22は、合成回路17の出力にピークが生じる時のA/D変換器13、14の出力が合成して出力される様に、A/D変換器13、14の出力を1クロック1サンプリングに間引き合成する。

【0053】以上説明した様に、受信信号に正しくサンプリングするための相関器15、16のクロックの周波数より、逆拡散のための相関器23-1~23-nのクロックの周波数を低くしているので、サンプリングを正確に行うとともに、逆拡散を小規模な構成で実現できる。

【0054】尚、遅延回路18による遅延量は先に述べた様に、拡散符号の1~2チップ程度に相当する時間が望ましい。1チップ2サンプリング程度であれば、遅延量は1チップでよいが、サンプリング周波数がより高い場合は、遅延量は2チップが好ましい。

【0055】次に図14に、クロック出力部200(図8)の他の形態を示す。

【0056】図14において、図8の共通の構成要素には同一の番号を付す。

【0057】20Iは合成回路17の出力からピークずれ量を検出するピークずれ検出回路、20Fは基準信号発生回路、20Hはピークずれ検出回路20Iの出力を受けて基準信号発生回路20Fの出力信号の位相をシフトさせ、アナログ/ディジタル変換器13、14に供給するサンプリングクロックを発生する位相シフト回路である。

【0058】合成回路17の出力はピークずれ検出回路20Iに入力され、ピークずれ量が出力される。ここで図15を用いて動作を詳しく説明する。図15では、1例として、1チップ2サンプリングとし、ピーク出力近傍について図中黒丸にてサンプリング点を表わしている。また、点線にて連続時間サンプリングの場合について記している。連続時間サンプリングを仮定すると点線で示すように二等辺三角形の相関ピークとなる。しか

し、A/D変換により離散時間サンプリングになっているために図中黒丸で示すようにサンプリング周期 $T_s$ の離散値となっている。そこで、合成回路17の出力の1周期内における最大値 $\alpha_0$ を検出し、最大値 $\alpha_0$ をとる時点の前後のサンプリング点における $\alpha_-$ 、 $\alpha_+$ から最大値 $\alpha_0$ をとる時点と真のピーク位置とのずれ $\Delta T$ を、次式により求める。

$$\text{【0059】 } \Delta T / T_s = (\alpha_- - \alpha_+) / (2 \cdot \Delta \alpha)$$

【0060】ここで、 $\Delta \alpha$ は $(\alpha_0 - \alpha_-)$ と $(\alpha_0 - \alpha_+)$ のうちの小さい方である。

【0061】位相シフト回路20Hでは、ピークずれ検出回路20Iから出力されるずれ量に応じて、基準信号発生器20Fの出力信号の位相シフトして、同期が確立したサンプリングクロックをアナログ/ディジタル変換器13、14に出力する。

【0062】位相シフト回路20Hの1例を図16に示す。図では、遅延回路を縦続接続して遅延量の異なる複数の信号を生成し、その中から1つをセレクタにより選択する。

【0063】ここで、基準信号発生器20FとしてTCXO(温度補償型水晶発振器)などの高安定な発振器を用い、遅延量の異なる8~16以上の信号からクロックを選択することにより非常に高精度で同期を確立することができる。特に、パケット伝送など、データ長が制限された伝送に有効である。

【0064】クロック同期が確立している時、データ再生部21では、2つの相関器15および16からの出力を点 $t_1$ において取り出し、2つの信号から振幅および/あるいは位相を求め、データ復調を行う。

【0065】また、ピークずれ検出回路20Iによるピークずれ検出を、複数回行って平均値または中央値、最多頻度を検出することにより、ノイズの影響を低減することができる。

【0066】図17に本発明の第3実施形態の構成を表わす構成図を示す。同図において、1はアンテナ、2はアンテナ1にて受信した信号を高周波段にて信号処理する高周波信号処理部、4は送信側の符号とクロックに対する同期を捕捉し維持する同期回路及び符号同期信号及びクロック信号により $n$ 個のデータ復調用拡散符号及び同期用拡散符号を発生する符号発生器、5は受信信号からキャリアを抽出するキャリア再生回路、6はキャリア再生回路5から出力される再生キャリアを用いて受信信号をベースバンド信号に変換するベースバンド変換回路、7はベースバンド変換回路6から出力されるベースバンド信号と符号発生器4から出力される $n$ 個の拡散符号を用いてデータを復調する復調部、8は $n$ 個の平行データをシリアルデータに変換する平行/シリアル変換回路である。

【0067】図17において、アンテナ1により受信された受信信号は、高周波信号処理回路2に入力される。



受信信号は該高周波信号処理部2にて中間周波数に変換される。高周波信号処理部2からの出力は、キャリア再生回路5、ベースバンド変換回路6に入力される。

【0068】キャリア再生回路5では、高周波信号処理部2からの出力からキャリアを抽出する。図18にキャリア再生回路5の1構成例を示す。入力信号を2乗回路261により2乗し、フィルタ262により2倍の周波数のキャリアを抽出し、PLL263により2分周することにより、キャリアを再生する。再生されたキャリアはベースバンド変換回路6に入力され、高周波信号処理部2からの出力はベースバンド信号に変換される。ベースバンド変換回路6は例えば、高周波信号処理部2の出力キャリア再生回路5の出力を乗算するミキサとミキサの出力から不要な成分を除去する低域通過フィルタによって構成される。尚、キャリア再生回路5は後で説明する図28を用いてもよい。

【0069】ベースバンド変換回路6から出力されるベースバンド信号は同期回路／符号発生器4及び復調部7に入力される。同期回路／符号発生器4では同期用拡散符号PNrを用いて送信信号に対する符号同期及びクロック同期が確立される。

【0070】同期用拡散符号PNrとしては、多重化された複数の符号のうちの1つの符号に対応する符号を選択することが望ましい。この同期回路／符号発生器4は、第1実施例(図3)に準じて構成できる。ただし、直交成分ではないので、Qchに対応する回路及び合成回路2433、2452は不要である。同期確立後、符号発生器4は受信信号に対しクロック及び符号移送が一致したn個のデータ復調用拡散符号PN1、…PNnを発生する。

【0071】符号発生器4から出力されるn個のデータ復調用拡散符号PN1、…PNnはベースバンド変換回路6から出力されるベースバンド信号とともに復調部7に入力され、それぞれこのベースバンド信号と相関演算が行われ、n個のデータが復調される。

【0072】復調部7は図4に準じて構成できる。ただし、直交成分はないので、Qchに対応する回路702、704は不要である。

【0073】又、復調部7は図5、図6に準じて構成してもよい。ただし、直交成分はないので、Qchに対応する回路712、714は不要である。

【0074】図19にキャリア再生回路5及びベースバンド変換回路6の代わりにコスタスループ51を設けた第4実施例の構成を示す。図19において図17示の第3実施形態と共通の構成要素には、同一の番号を付す。

【0075】図20にコスタスループの構成を示す。図20において、入力信号は2つに分岐され、それぞれミキサ461とミキサ462に出力される。更に、ミキサ461には電圧制御発振器465からの出力が入力され、ミキサ462には電圧制御発振器465からの出力

が90度移送器406を通して入力される。そして、ミキサ461からは入力信号の同相成分(Ich)が出力され、ミキサ462からは直交成分(Qch)が出力される。それぞれの出力信号はそれぞれ低域通過フィルタ463及び464に入力されてから、ミキサ468に入力される。ミキサ468の出力はループフィルタ467を通して電圧制御発振器465にフィードバックされる。この構成により、電圧制御発振器465にて入力信号のキャリアが再生され、また、低域通過フィルタ463からベースバンド信号が出力される。このベースバンド信号は復調部7に入力される。

【0076】図21に本発明の受信装置の第5実施形態を表す構成図を示す。本実施形態において、上記第3実施形態と同様の部材には同じ番号が付けられている。第5実施形態は、送信信号が直交変調信号の場合の例である。直交変調信号はIchとQchの2チャンネルの信号をそれぞれ直交した搬送波により変調し、合成することにより得られる。

【0077】図21において、アンテナ1、高周波信号処理部2、同期回路／符号発生器4は上記第3実施形態と同様であるので説明は省略する。キャリア再生回路5Aは、例えば入力信号を4通倍し、フィルタを通した後、PLLにて4分周するように構成される。キャリア再生回路5Aから出力される再生キャリアは、ベースバンド変換回路6Bに入力され、高周波信号処理部2からの入力信号をIchとQchの2チャンネルのベースバンド信号に変換する。

【0078】図22にベースバンド変換回路6Bの一構成例を示す。入力信号は2つに分岐され、それぞれミキサ361とミキサ362に出力される。ミキサ361ではキャリア再生回路5からの再生キャリアが乗算され、低域通過フィルタ364を通して、入力信号の同相成分(Ich)が抽出される。ミキサ362には再生キャリアが90度移相器363を通して入力され、入力信号と乗算され、低域通過フィルタ365を通して、入力信号の直交成分(Qch)が抽出される。

【0079】IchとQchの2チャンネルのベースバンド信号は符号発生器4から出力されるn個のデータ復調用拡散符号PN1、…PNnとともにそれぞれ復調回路7I、Qに入力され、各データ復調用拡散符号と相関演算が行われ、それぞれn個のデータが復調される。

【0080】復調部7I、Qは例えばともに図17示の第3実施形態と共通である。

【0081】復調部7I、Qに復調された、それぞれn個の並列データは、並直列変換器8に入力され、直列データに変換され、出力される。

【0082】本実施例によれば、直交したIchとQchの2チャンネルに情報を乗せているため、第3実施例により更に2倍の情報伝送能力が得られる。

【0083】又、Qchではデータ情報を伝達せずに、

Qchを同期用に用いてもよい。この場合、図21の復調部7aは不要である。この様にすれば、同期情報がデータ情報から受ける影響が少なく、安定した同期がとれる。

【0084】図23に本発明の受信装置の第6実施の形態を表す構成図を示す。本実施形態において図8示の第2実施形態と共通の構成要素には、同一の番号を付す。本実施形態では、準ベースバンド変換回路6Aの代わりに、ベースバンド変換回路6及びキャリア再生回路5を設けている。また、本実施形態では、ピーク検出回路25は相関器15のピークを検出する。遅延回路18は相関器15の出力を遅延し、減算回路19は相関器15の出力から遅延回路18の出力を減算する。

【0085】又、間引き回路22Aは、A/D変換器13の出力を半分に間引く。間引き回路22Aは、相関器15の出力にピークが生じる時のA/D変換器13の出力が相関器23-1~23-nに出力されるように、A/D変換器13の出力を間引く。

【0086】キャリア再生回路5の構成は図18と共通である。

【0087】A/D変換器13、クロック制御回路20、相関器23-1~23-n、データ判定回路24-1~24-nの動作は、図8示の第2実施形態と共通である。

【0088】又、図23において、クロック出力部200Aは図14に準じて構成してもよい。この場合、Qchがないので、相関器16、合成回路17は不要である。

【0089】本実施形態ではピークずれ検出回路20Iは、相関器15の出力の最大値 $\alpha_0$ （図15）と真のピーク値とのずれ $\Delta T$ を求める。位相シフト回路20Hはそのずれ $\Delta T$ に応じて基準信号発生器20Fの出力クロックをシフトする。

【0090】図24に本発明の第7実施形態の構成を表わす構成図を示す。同図に於て、1はアンテナ、2は高周波信号処理部、4Aは送信側の符号とクロックに対する同期を捕捉し維持する同期回路及び符号同期信号及びクロック信号によりn個のデータ復調用拡散符号および同期用拡散符号を発生する符号発生器、6Aは準ベースバンド変換回路、7Aは準ベースバンド変換回路6Aから出力される準ベースバンド信号と符号発生器4Aから出力されるn個の拡散符号を用いてデータを復調する復調部、8はパラレル/シリアル変換回路である。

【0091】図24において、アンテナ1により受信された受信信号は、高周波信号処理回路2に入力される。受信信号は該高周波信号処理部2にて中間周波数に変換される。高周波信号処理部2からの出力は、同期回路/符号発生器4Aおよび準ベースバンド変換回路6Aに入力される。同期回路/符号発生器4Aでは同期用拡散符号PNrを用いて送信信号に対する符号同期及びクロッ

ク同期が確立され、符号同期信号及びクロック信号が出力される。

【0092】この同期回路/符号発生器4Aは、図25に示す様に、弾性表面波コンボルバなどのコンボルバを用いて構成することができる。

【0093】図25において、41はコンボルバ、42は検波回路、43はピーク検出回路、44は位相比較器、45はループフィルタ、46は電圧制御発振器（VCO）、47は符号発生部、48は同期用拡散符号PNrの符号開始点においてパルスを出力する符号同期信号発生回路、49はミキサ、40は局部発振器である。

【0094】符号同期が確立されていない状態では、VCO46は、受信信号中に含まれる同期用拡散符号PNrのクロック周波数に近い周波数で発振している。

【0095】また、ピーク検出回路43は検波回路42で検波されたコンボルバ41の出力のピークを検出する。

【0096】位相比較器44は、同期用拡散符号PNrの符号開始点とコンボルバ41の出力のピークが一致する様な制御電圧を、ループフィルタ45を介してVCO46に出力する。

【0097】この様にして、同期回路/符号発生器4Aは、符号同期信号及びクロックを出力する。

【0098】また、同期回路/符号発生器4Aは、図3(A)、(B)に示す様なスライディング相関器や遅延ロック追跡回路を用いた同期回路に準じて構成してもよい。

【0099】準ベースバンド変換回路6Aの構成は、図2と共通である。又、復調部7Aは、図4~図7と同様に構成できる。

【0100】図26に本発明の第8実施形態の構成を表す構成図を示す。同図において、1はアンテナ、2は高周波信号処理部、4Aは送信側の符号とクロックに対する同期を捕捉し維持する同期回路及び符号同期信号及びクロック信号によりn個のデータ復調用拡散符号及び同期用拡散符号を発生する符号発生器、5はキャリア再生回路、6はキャリア再生回路5から出力される再生キャリアを用いて受信信号をベースバンド信号に変換するベースバンド変換回路、7はベースバンド変換回路6から出力されるベースバンド信号と符号発生器4Aから出力されるn個の拡散符号を用いてデータを復調する復調回路、8はパラレル/シリアル変換回路である。

【0101】図26において、アンテナ1により受信された受信信号は、高周波信号処理回路2に入力される。受信信号は該高周波信号処理部2にて中間周波数に変換される。高周波信号処理部2からの出力は、同期回路/符号発生器4A及びキャリア再生回路5、ベースバンド変換回路6に入力される。同期回路/符号発生器4Aでは同期用拡散符号PNrを用いて送信信号に対する符号同期及びクロック同期が確立され、符号同期信号及びク

ロック信号が出力される。この同期回路／符号発生器4Aの構成は、図24示の第7実施例と同様である。又、キャリア再生回路5の構成は、図18と共通である。

【0102】又、復調部7の構成は、図17示の第3実施形態と共通である。ベースバンド変換回路6は、高周波信号処理部6の出力とキャリア再生回路5の出力を乗算するミキサと、ミキサの出力から不要成分を除去し、ベースバンド信号を出力する低域通過フィルタを有する。

【0103】尚、送信側を図27の様に構成した場合、キャリア再生回路5は図28(A)又は(B)の様に構成できる。

【0104】図27は、本変形例における送信機の構成を示す。図27において、101は直列に入力されるデータを $n$ 個の並列データに変換する直並列変換器、102-1~ $n$ は並列化された各データと拡散符号発生器103から出力される $n$ 個の拡散符号 $PN1 \sim PNn$ とを乗算する乗算器群、103はそれぞれ異なる(ただし、長さは共通)拡散符号 $PN1 \sim PNn$ と同期専用の符号系列 $PN0$ を、同一のクロックに従って、共通の符号位相で発生する拡散符号発生器、104は拡散符号発生器103から出力される同期専用拡散符号 $PN0$ と乗算器群102-1~ $n$ の $n$ 個の出力を加算する加算器、105は加算器104の出力を送信周波数信号に変換するための高周波段、106は送信アンテナである。ただし本送信機に、送信データが並列に入力される場合、直並列変換器101は不要である。

【0105】上記構成において送信側ではまず入力されたデータが直並列変換器101によって符号分割多重数に等しい $n$ 個の並列データに変換される。一方、拡散符号発生器103は符号周期が同一でそれぞれ異なる拡散符号 $PN1 \sim PNn$ と同期専用符号系列 $PN0$ を発生している。 $PN1 \sim PNn$ は送信スペクトラムにキャリア周波数成分が現れないように一般に直流成分をできるだけ持たないように設計される。 $PN0$ は同期及びキャリア再生専用であり前記並列データによって変調されず直接加算器104に入力される。ここでは簡単のため $PN0$ は $PN1 \sim PNn$ のそれぞれと直交した直流成分を持たない疑似ランダム系列と全1若しくは全-1の系列を線形に加算した符号系列とするが、いかなる符号系列であれ、それが直流成分を持ったものであれば本実施例に適用できる。

【0106】また、 $PN0$ は直流成分のみを有するもの(例えば、オール“1”)でもよい。この場合、クロック及び位相同期のための符号系列 $PN0'$ が必要になる。 $PN1 \sim PNn$ までの $n$ 個の拡散符号は乗算器群102-1~ $n$ にて $n$ 個の並列データにより変調され加算器104に入力される。加算器104は入力された $n+1$ 個の信号を線形に加算し高周波段105に加算されたベースバンド信号を出力する。該ベースバンド信号は続

いて高周波段105にて適当な中心周波数を持つ高周波信号に変換され、送信アンテナ106より送信される。ここで送信スペクトラムには変調信号が直流成分を有しているため所定の電力を搬送波信号が重畳されている。

【0107】送信スペクトラム中には同期専用符号系列 $PN0$ の直流成分による搬送波成分が重畳されている。したがって、キャリア再生回路5は高周波信号処理部2の出力である送信周波数帯若しくは中間周波数帯に変換された受信信号から直接送信周波数帯若しくは中間周波数帯の搬送波を再生することが可能となる。キャリア再生回路5の構成は、たとえば図28(A)に示すような位相ロックループを利用した回路が用いられる。

【0108】図28(A)において、受信信号はバンド・パス・フィルタ501に入力され搬送波成分のみが取り出され出力される。該出力は次に位相検出器502、ループ・フィルタ503及び電圧制御発振器504にて構成されるよく知られた位相ロックループに入力される。そして、バンド・パス・フィルタ501より出力される搬送波成分に位相のロックした信号が電圧制御発振器504より再生搬送波として出力される。再生された搬送波はベースバンド変換回路6に入力される。ベースバンド変換回路6では該再生搬送波と高周波信号処理部2の出力よりベースバンド信号が生成される。該ベースバンド信号は $n$ 個のブランチに分配され拡散符号群 $PN1 \sim PNn$ により各符号分割チャネル毎に逆拡散され、続いてデータ復調がなされる。

【0109】図28(A)はキャリア再生回路5に位相ロックループを用いる場合であるが、図28(B)にキャリア再生回路5に共振器を用いる場合を示す。761は受信信号若しくは受信中間周波信号より搬送波成分のみを通過させるバンド・パス・フィルタ、762は搬送波周波数にて共振する共振器、763は一定の電圧範囲以外のレベルの信号を制限するリミッタ、764はリミッタを通過した搬送波に現れる高調波信号を除去するバンド・パス・フィルタである。

【0110】上記構成において、受信信号はバンド・パス・フィルタ761に入力され搬送波成分のみが取り出され出力される。該出力は次に共振器762に入力され、バンド・パス・フィルタ761を漏洩した不要周波数成分が抑圧されるとともに搬送波成分の位相と振幅が平均化されリミッタ763に出力される。リミッタ763では、入力された共振器762の出力の振幅が制限されてその出力に定振幅の信号が現れる。該定振幅信号はリミッタ763で振幅制限されたため搬送波周波数以外の高調波成分を有している。この定振幅信号は続いてバンド・パス・フィルタ764にて前記高調波成分が抑圧され、その出力には定振幅で、送信信号中に含まれる搬送波成分と同一の周波数を持つ信号、すなわち再生搬送波が現れることとなる。

【0111】又、図26示の第8実施形態において、ペ

ースバンド変換回路6、キャリア再生回路5の代わりに、図20に示す様なコストスループを用いてもよい。

【0112】又、図26示の第8実施形態においては、2値変調を用いているが、図29に示す様に直交変調を用いてもよい。

【0113】図29に本発明の受信装置の第9実施形態を示す構成図を示す。本実施形態において、上記第8実施形態と同様の部材には同じ番号が付けられている。第9実施例は、送信信号が直交変調信号の場合の例である。直交変調信号はIchとQchの2チャンネルの信号をそれぞれ直交した搬送波により変調し、合成することにより得られる。

【0114】図29において、アンテナ1、高周波信号処理部2、同期回路／符号発生器4は図26示の上記第8実施例と同様であるので説明は省略する。キャリア再生回路5Aは、例えば入力信号を4週倍し、フィルタを通した後、PLLにて4分周するように構成される。キャリア再生回路5Aから出力される再生キャリアは、ベースバンド変換回路6Bに入力され、高周波信号処理部2からの入力信号をIchとQchの2チャンネルのベースバンド信号に変換する。

【0115】ベースバンド変換回路6Bの構成は、図22と共通である。復調部7I、7Qの構成は図17と共通である。

【0116】上記の実施形態では、無線信号（高周波信号）で送信側と受信側が通信する場合を説明したが、図30に示す様にベースバンド信号で両者が通信する様にしてもよい。

【0117】図30において、同期回路／符号発生器4、復調部7、並直列変換器6の構成は図17示の第3実施形態と共通である。

【0118】

【発明の効果】ベースバンド信号に変換された受信信号から同期をとることにより、同期のための構成を小型化できる。

【0119】また、複数の符号を用いて多重通信を行うことにより、高速なデータ伝送が可能になる。

【0120】また、逆拡散は低速のクロックに応じて、同期は高速のクロックに応じて行うことにより、正確な同期と逆拡散のための構成の小型化が実現できる。

【0121】又、符号分割多重で伝送された信号をベースバンド信号に変換してから逆拡散復調を行うことにより、逆拡散復調のための構成を小型化することができる。

【0122】又、準ベースバンド信号を変換する前の受信信号から符号位同期信号を抽出しているので、準ベースバンド信号への変換誤差にかかわらず、符号位同期を正確に獲得することができる。

【0123】又、受信信号からビットクロックを抽出することにより、逆拡散復調を正確に行うことができる。

【0124】又、準ベースバンド信号に変換された受信信号から符号位同期信号を抽出しているので、中間周波で抽出する場合より、回路を小型化することができる。

【0125】又、受信信号の同相成分と直交成分からデータを復調することにより準ベースバンド信号への変換誤差にかかわらず、データを正確に復調することができる。

【0126】また、逆拡散を行う前の受信信号をベースバンド信号に変換しているので、逆拡散の精度によらず、正確にベースバンド信号へ変換することができる。

【0127】また、受信信号を週倍することによりキャリアを再生しているので、キャリア再生の構成を小型化できる。

【0128】また、ベースバンド信号に変換する前の受信信号から同期をとることにより、ベースバンド信号への変換の精度によらず正確に同期をとることができる。

【0129】又、所定の符号系列で変調されたデータとともに非零の直流成分を送信すると、送信信号中に搬送波成分が重畳されるので、受信側では搬送波を簡単に小規模な構成で再生することができる。

【0130】又、ベースバンド信号において、符号位同期及びクロック同期をとって、複数の拡散符号により逆拡散復調を行うことにより、回路規模を小型化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】準ベースバンド信号から同期をとる本発明の第1実施例の構成図である。

【図2】準ベースバンド変換回路の回路図である。

【図3】スライディング相関器及び遅延ロック追跡回路を用いた同期回路の回路図である。

【図4】アナログ回路で構成した復調部の回路図である。

【図5】デジタル回路で構成した復調部の回路図である。

【図6】図5の相関器の回路図である。

【図7】位相補正後に逆拡散する場合の復調部の回路図である。

【図8】準ベースバンド信号から同期をとる本発明の第2実施例の構成図である。

【図9】合成回路の回路図である。

【図10】図8の合成回路、遅延回路、減算回路の出力の波形図である。

【図11】クロック制御回路の回路図である。

【図12】同期用相関器の回路図である。

【図13】復調用相関器の回路図である。

【図14】クロック出力部200の変形例の回路図である。

【図15】図14の合成回路の出力の波形図である。

【図16】位相シフト回路の回路図である。

【図17】ベースバンド信号から同期をとる本発明の第3実施例の構成図である。

【図18】キャリア再生回路の回路図である。

【図19】コスタスループを用いた本発明の第4実施例の構成図である。

【図20】コスタスループの回路図である。

【図21】直交変調を用いた本発明の第5実施例の構成図である。

【図22】ベースバンド変換回路の構成図である。

【図23】ベースバンド信号から同期をとる第6実施例の構成図である。

【図24】中間周波信号から同期をとる第7実施例の構成図である。

【図25】コンボルバを用いた同期回路の回路図である。

【図26】中間周波信号から同期をとる第8実施例の構成図である。

【図27】送信側の構成図である。

【図28】キャリア再生回路の変形例の回路図である。

【図29】直交変調を用いた本発明の第9実施例の構成図である。

【図30】ベースバンド信号で通信する本発明の第10実施例の構成図である。

【図31】従来の送信装置の構成図である。

【図32】従来の受信装置の構成図である。

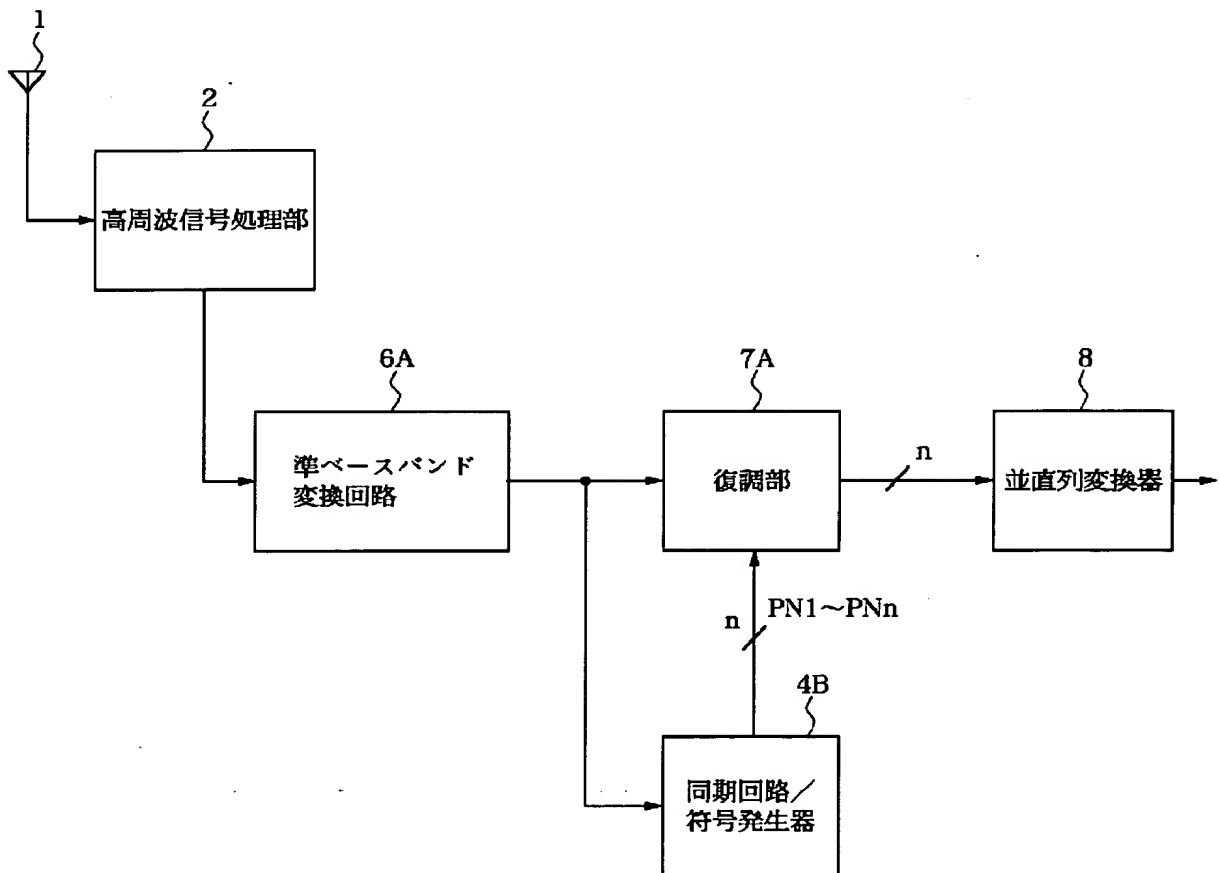
【符号の説明】

4B 同期回路／符号発生器

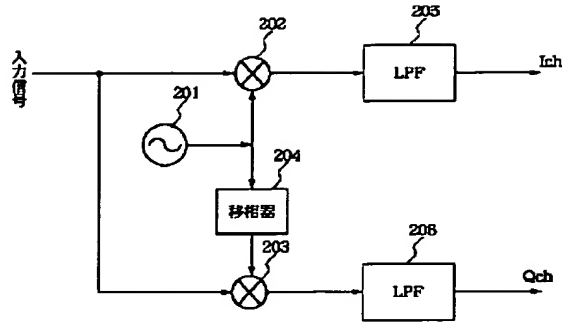
6A 準ベースバンド変換回路

7A 復調部

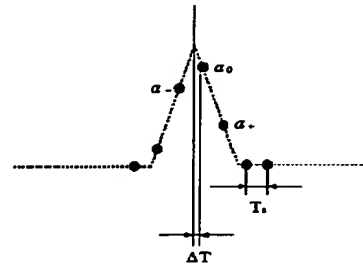
【図1】



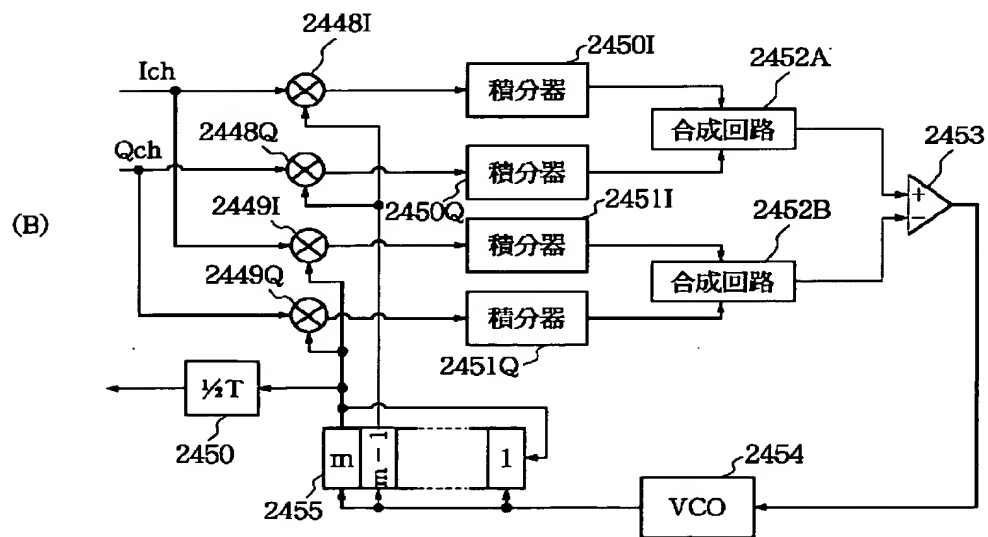
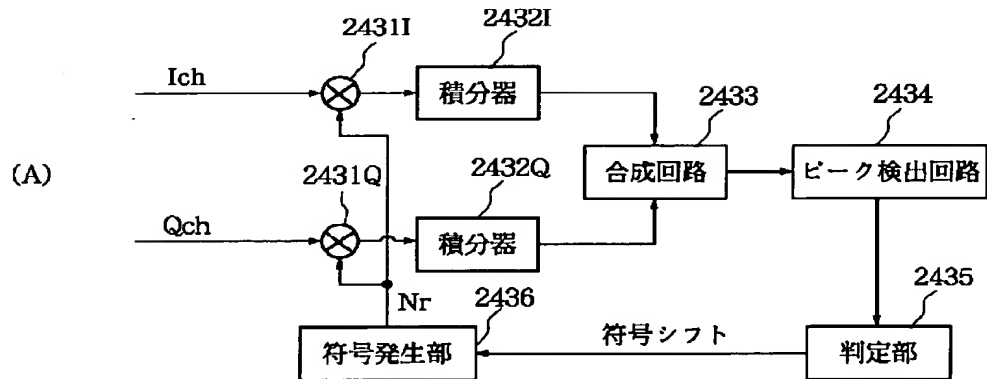
【図2】



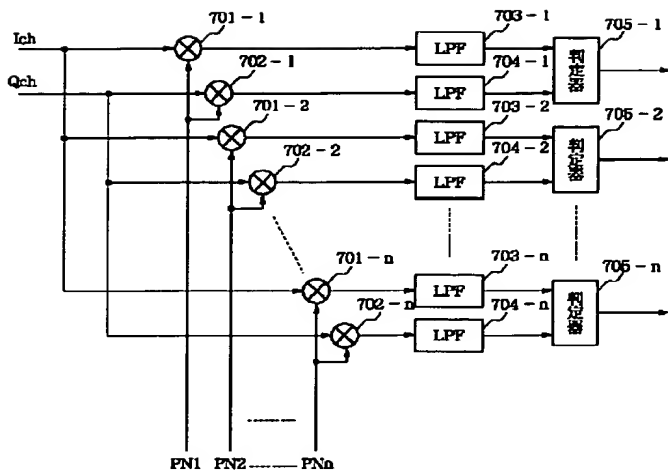
【図15】



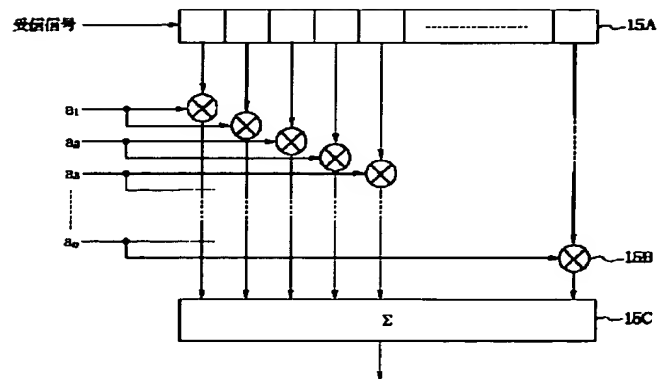
【図3】



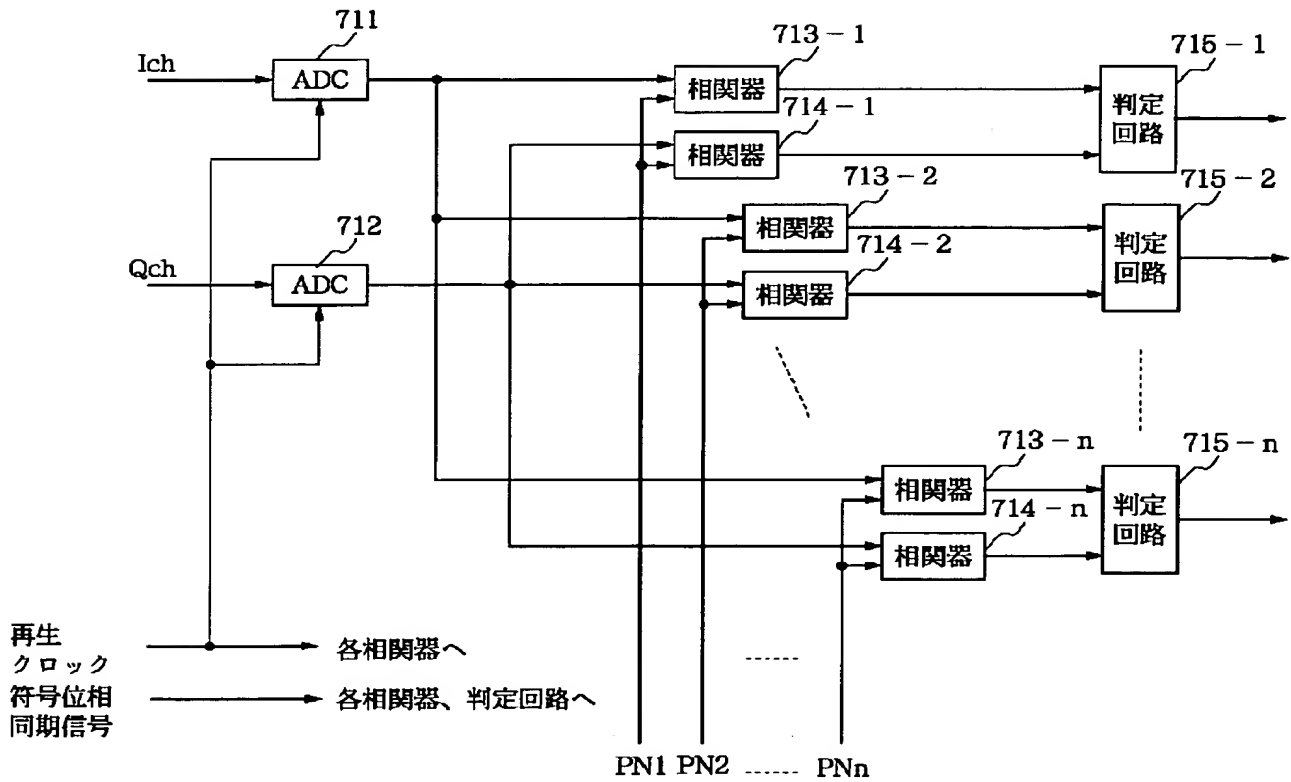
【図4】



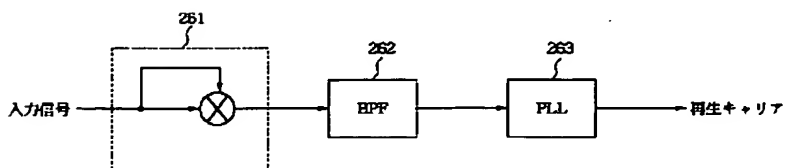
【図12】



【図5】

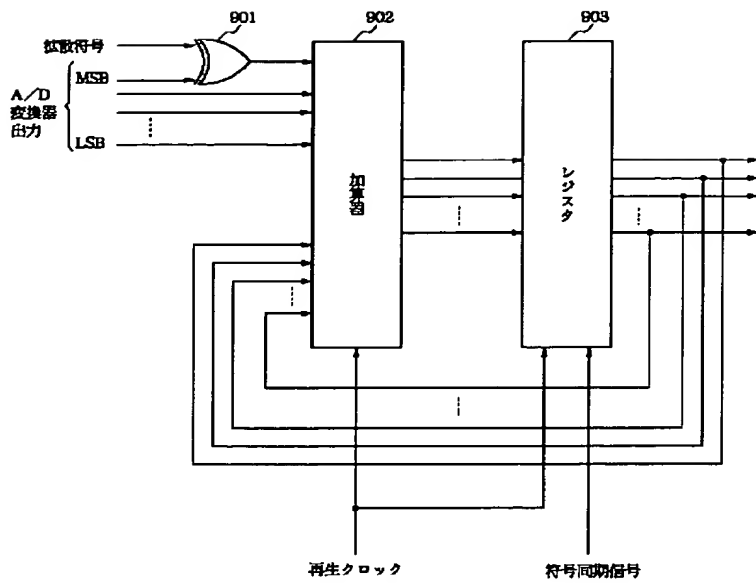


【図18】

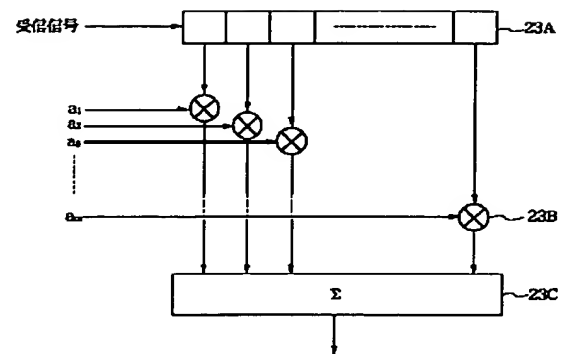




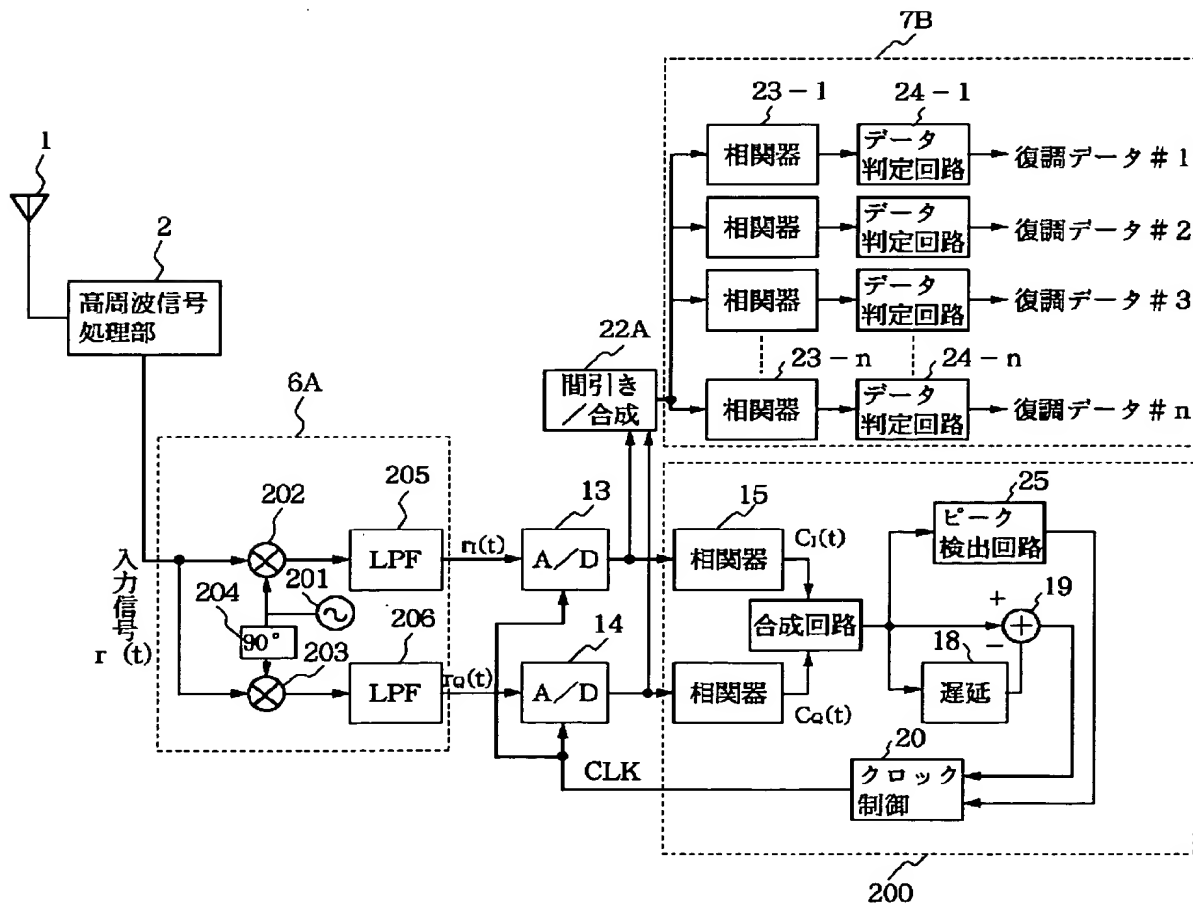
【図6】



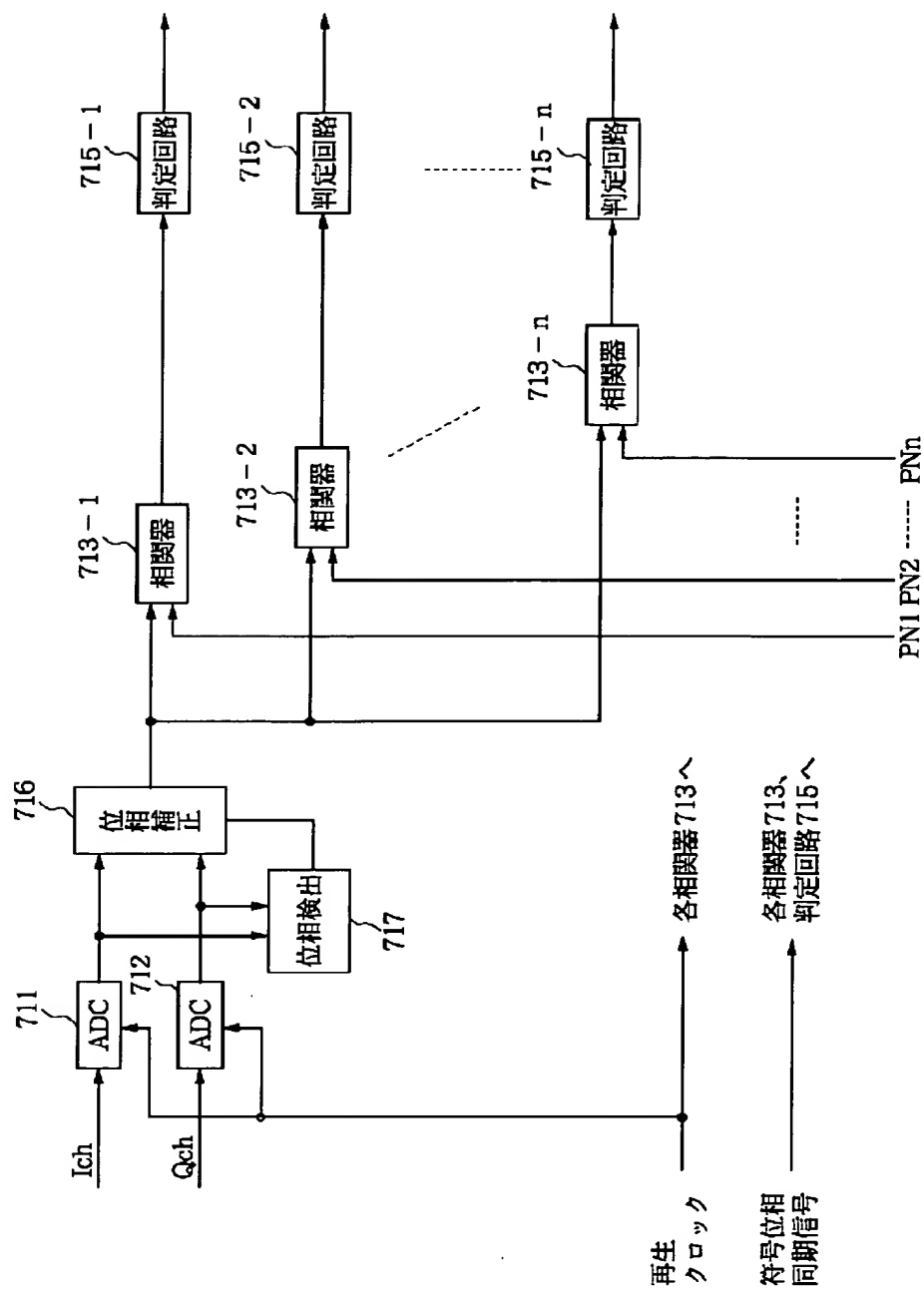
【図13】



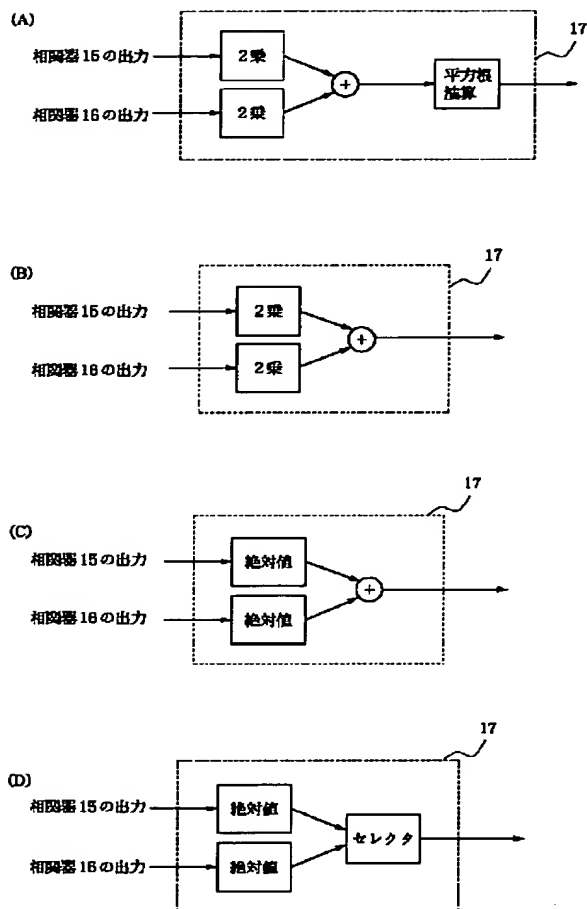
【図8】



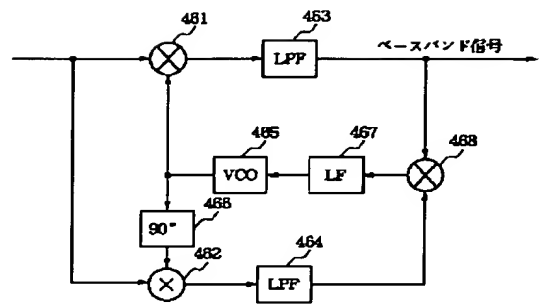
【図7】



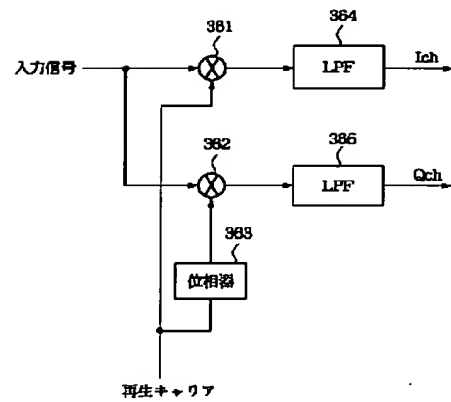
【図9】



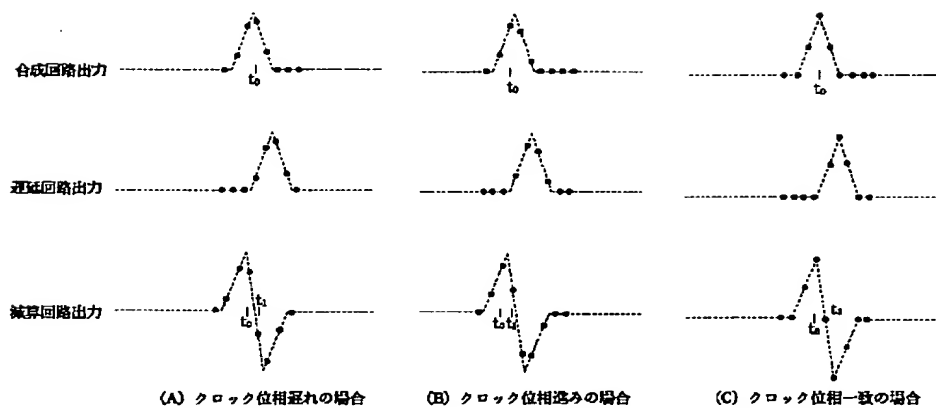
【図20】



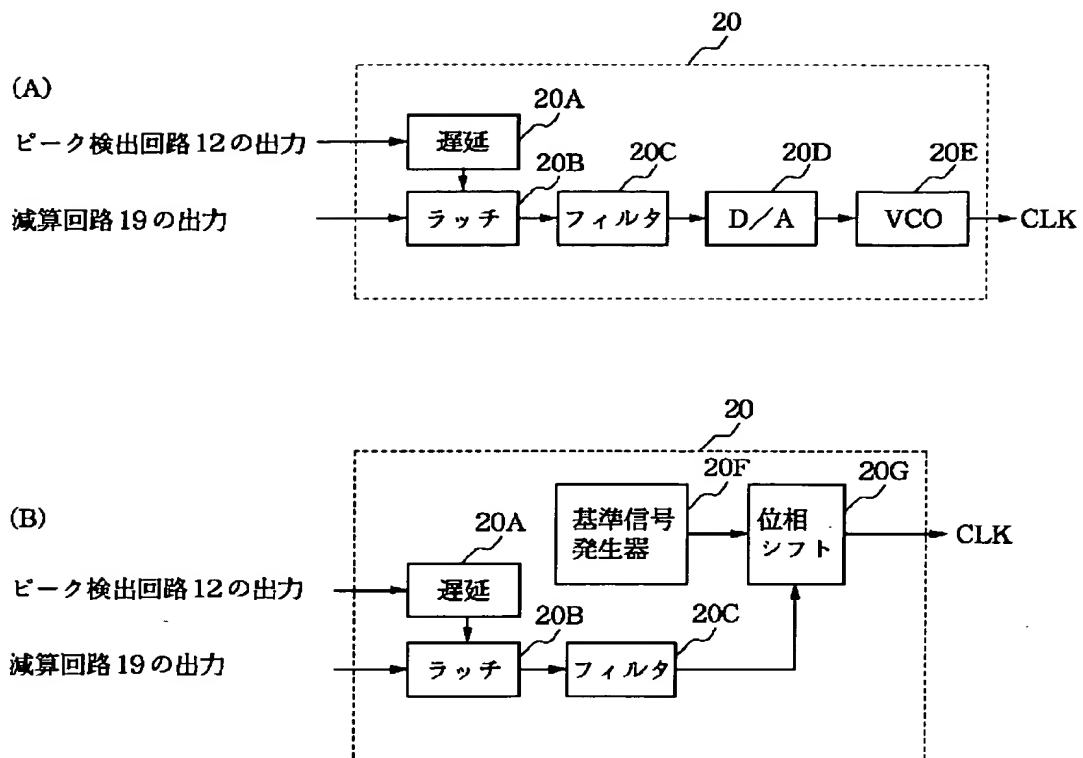
【図22】



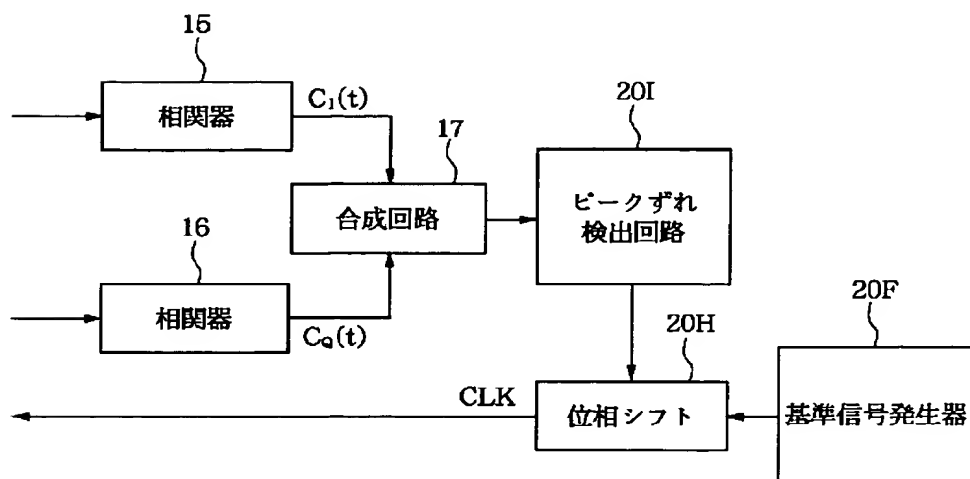
【図10】



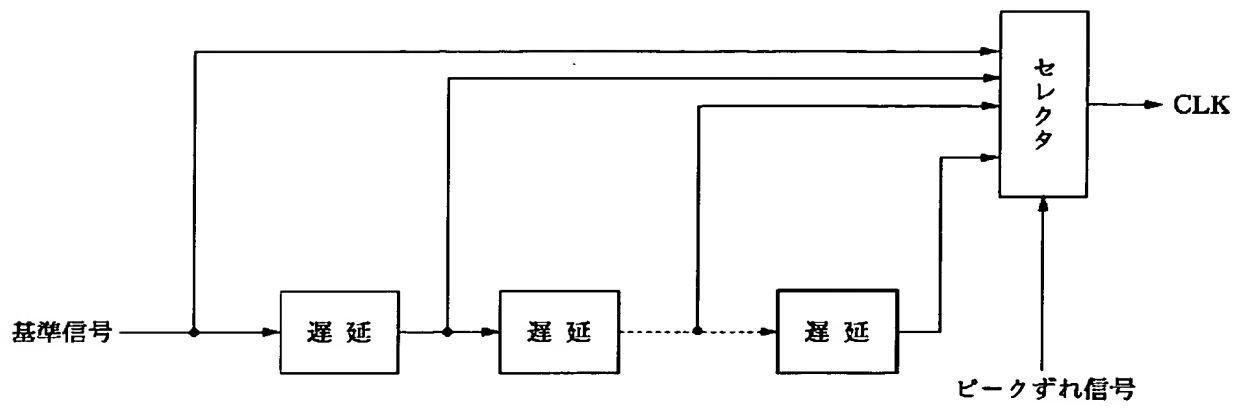
【図11】



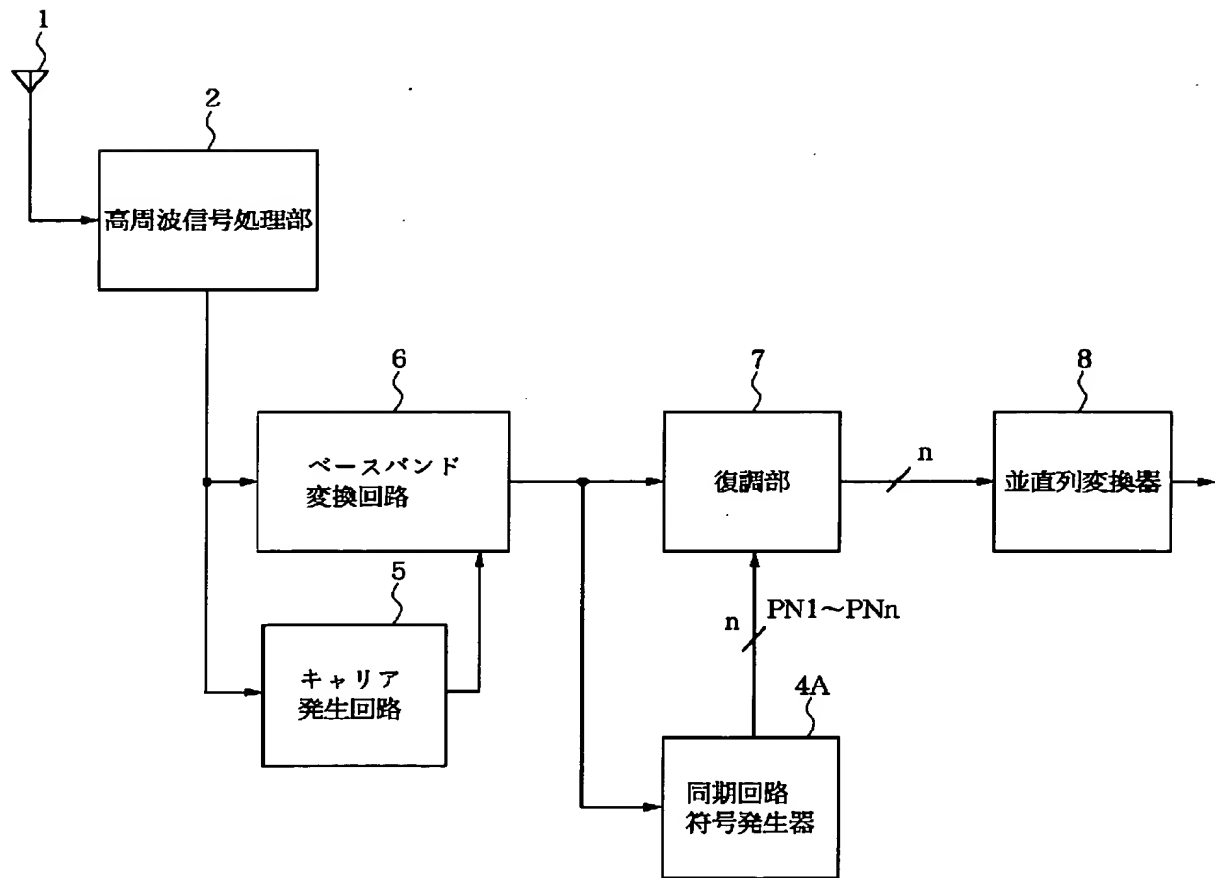
【図14】



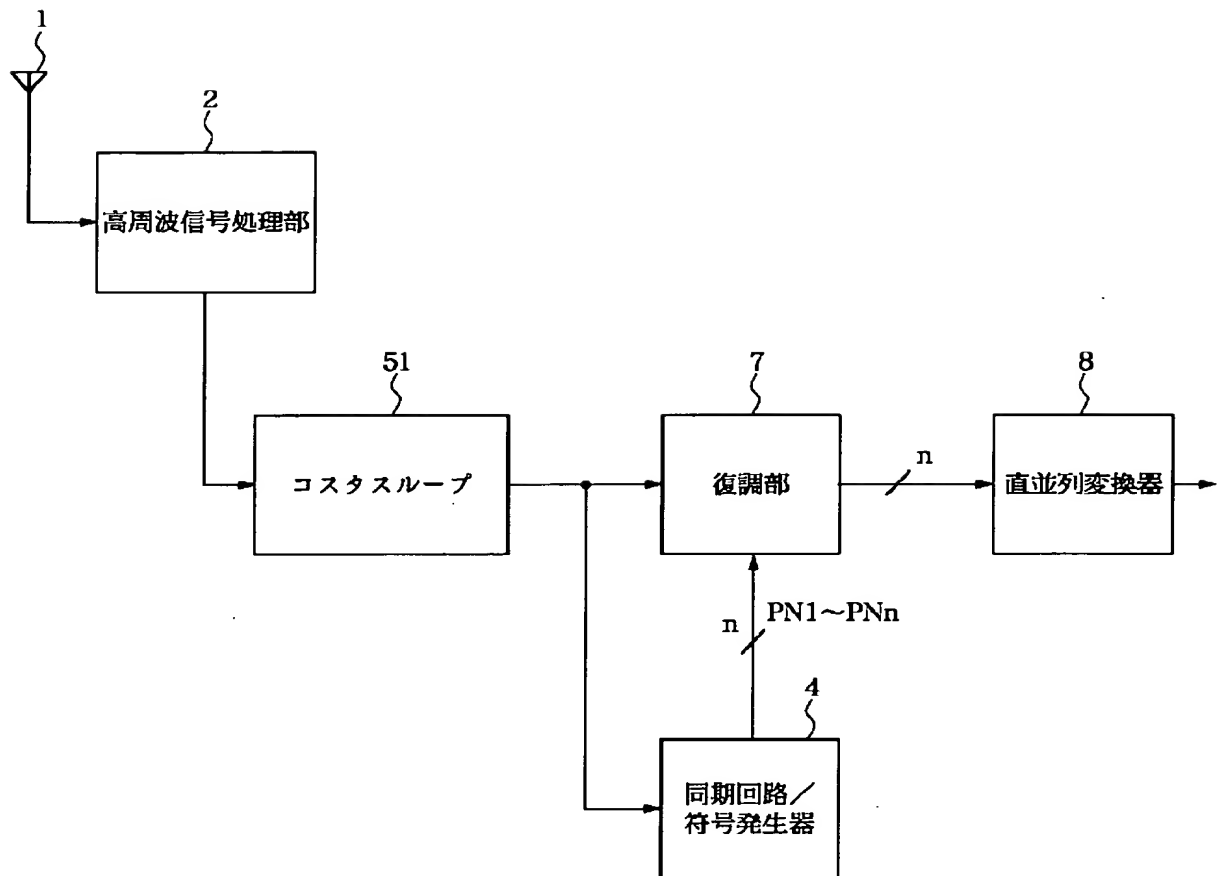
【図16】



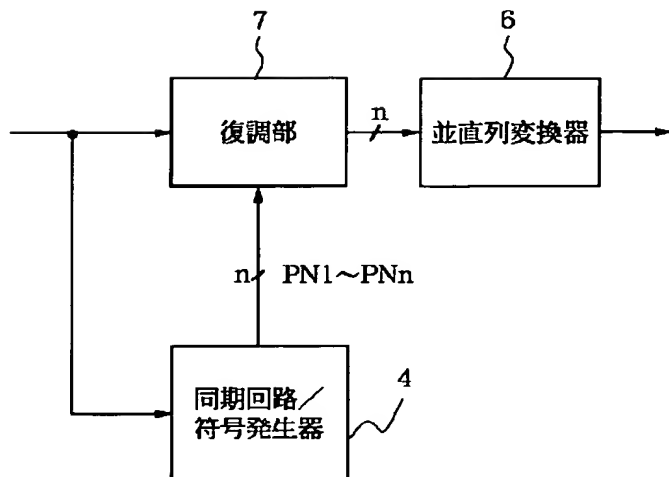
【図17】



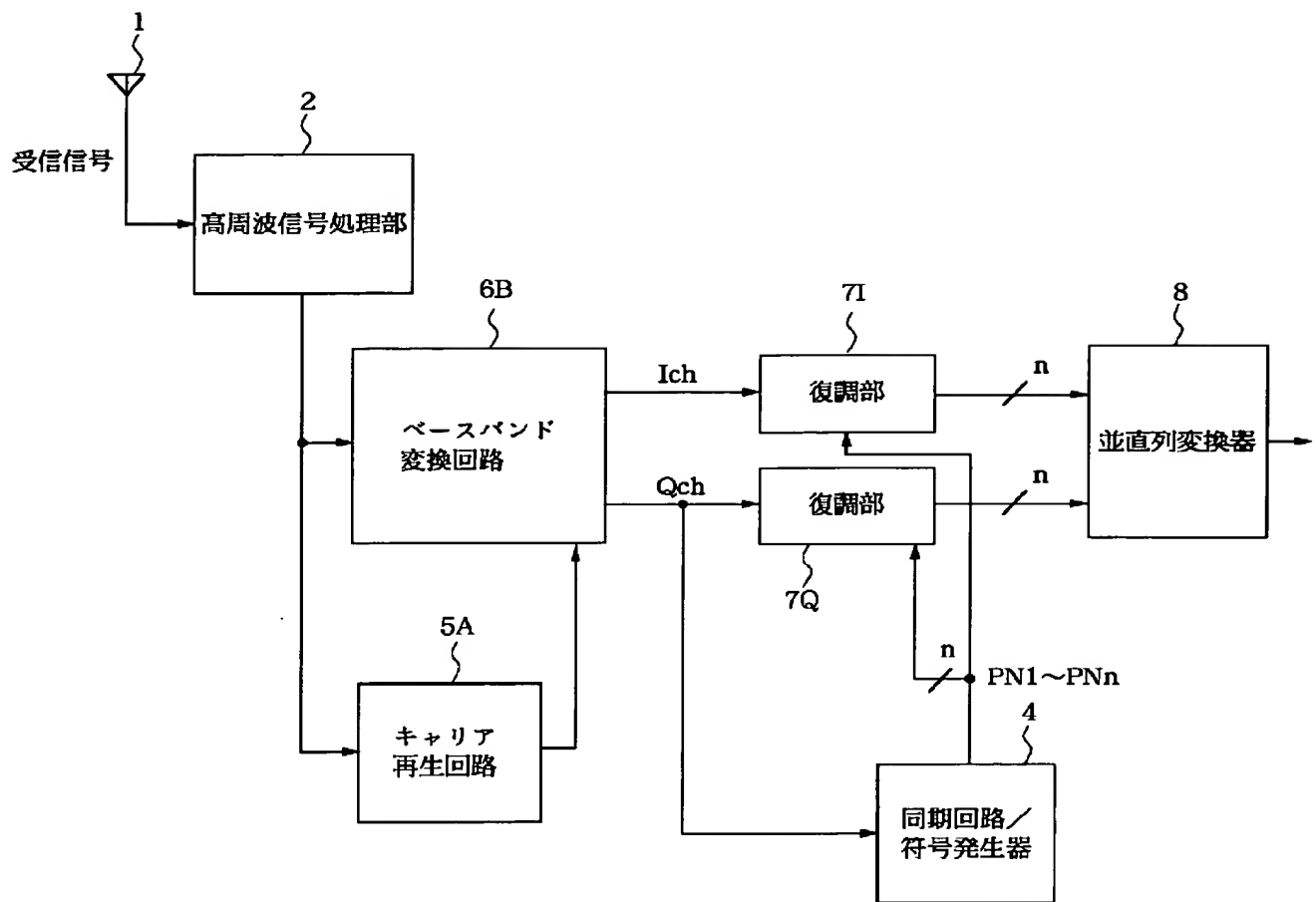
【図19】



【図30】

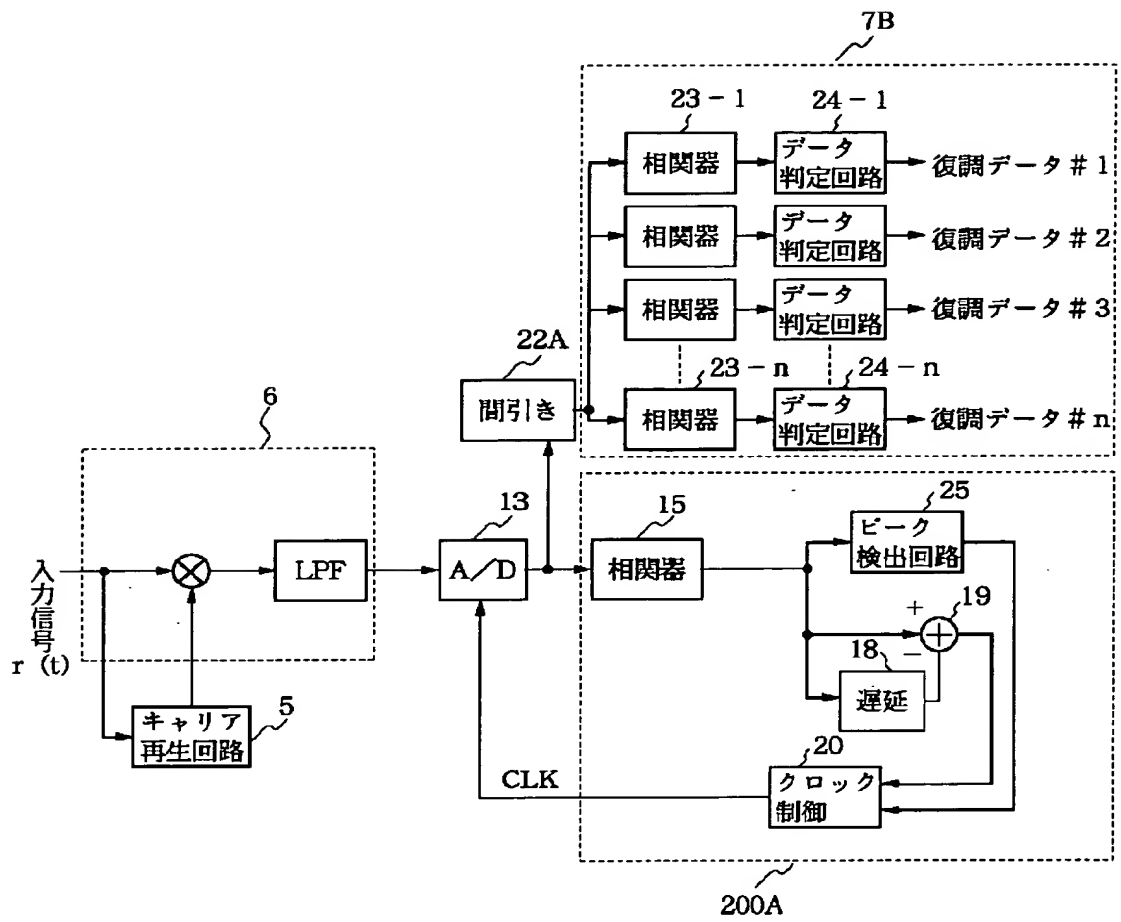


【図 2 1】

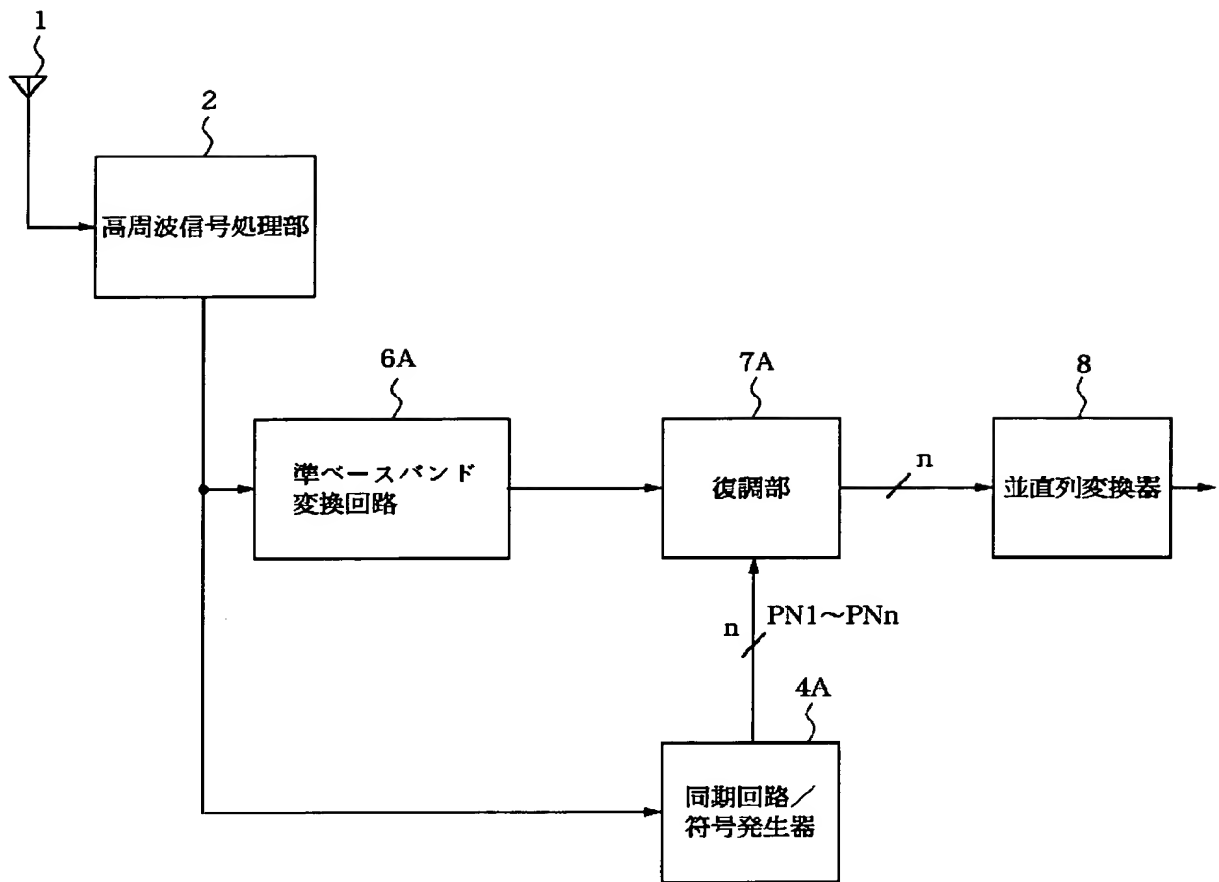




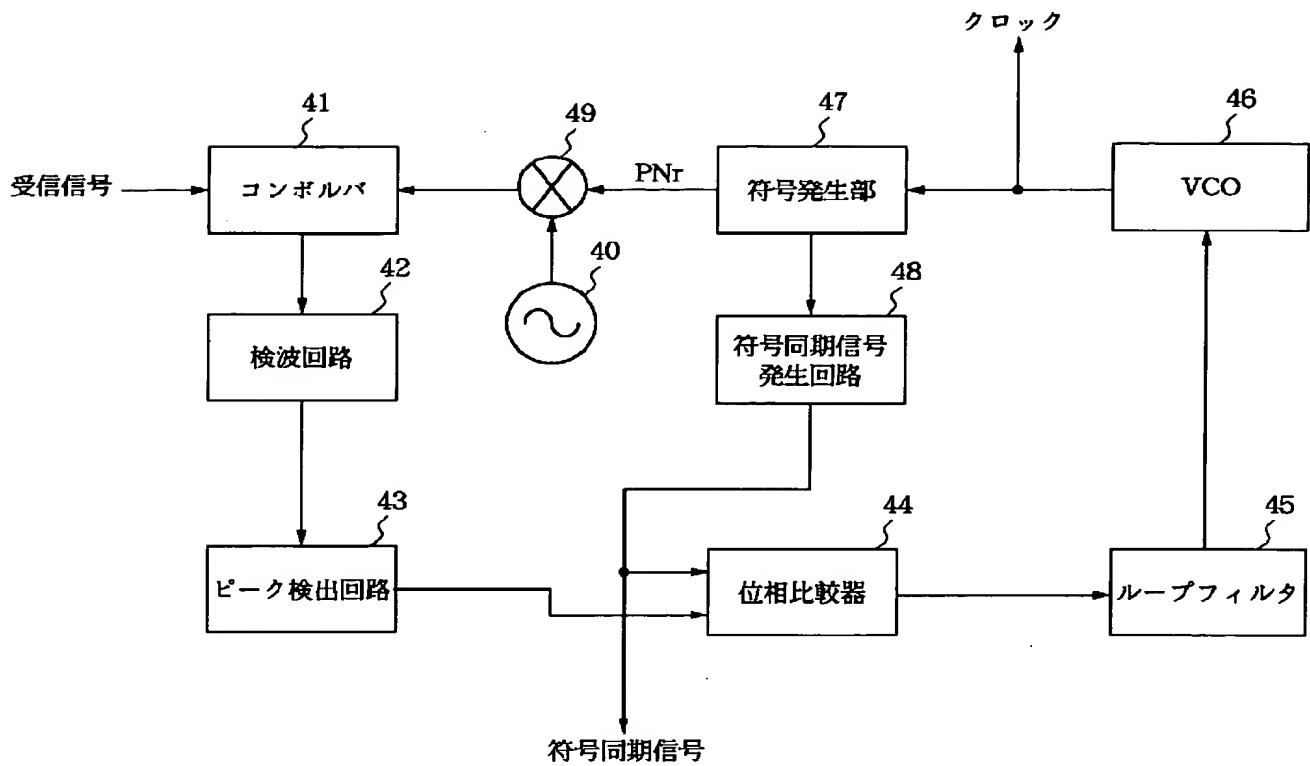
【図23】



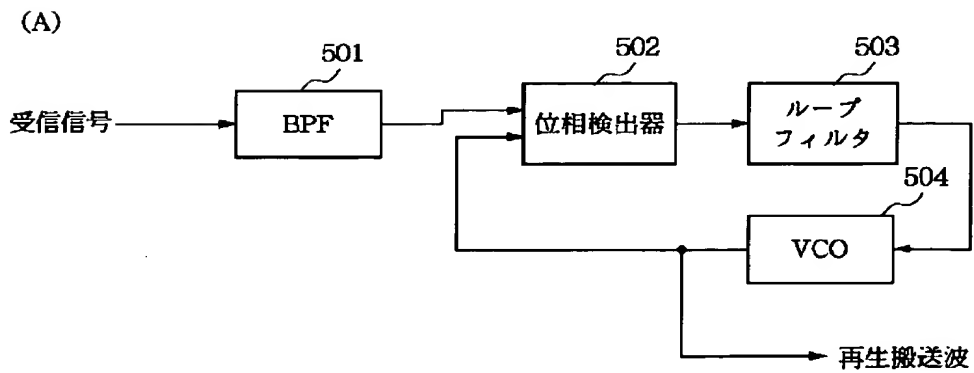
【図24】



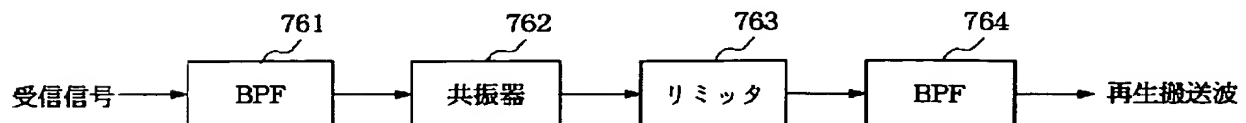
【図25】



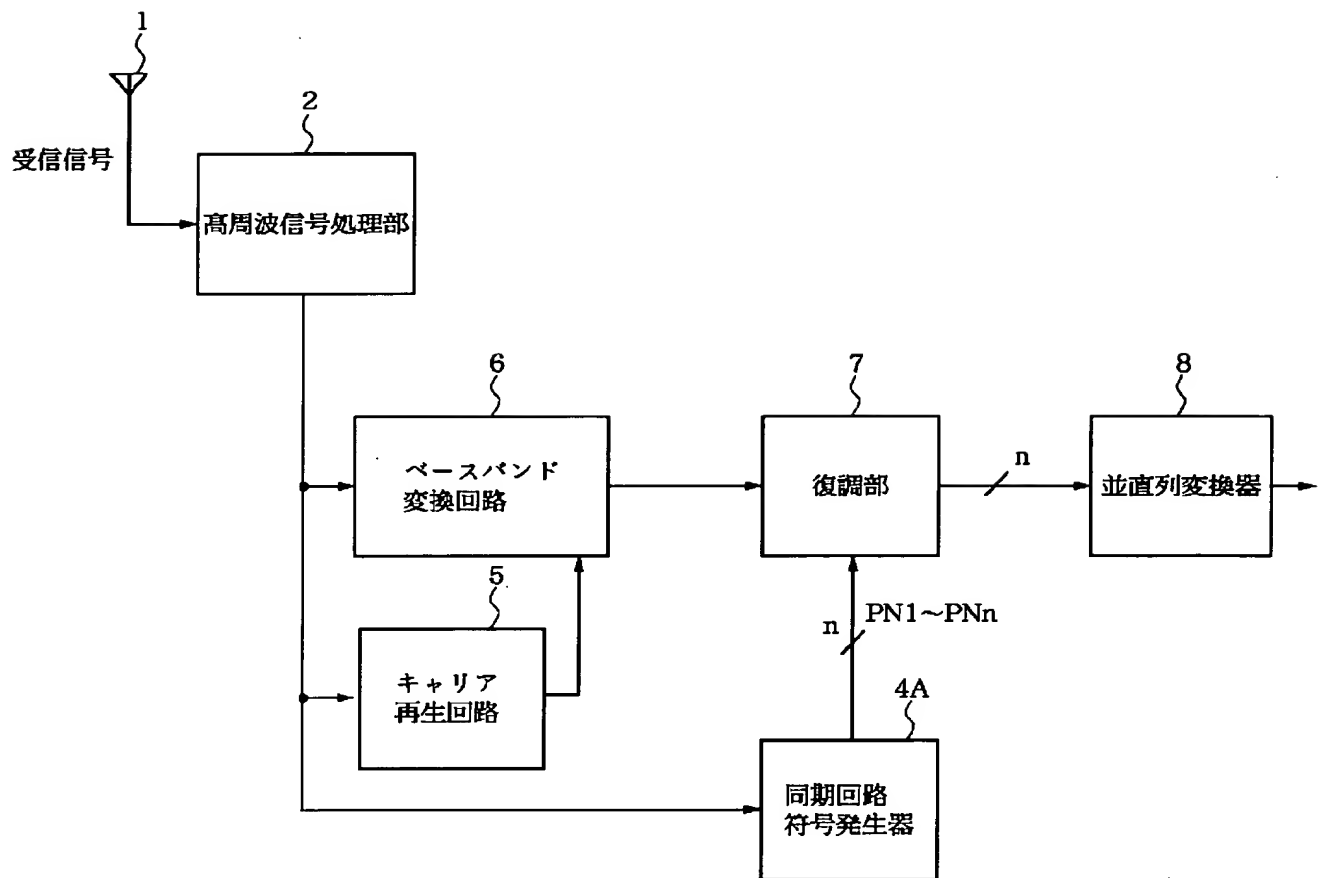
【図28】



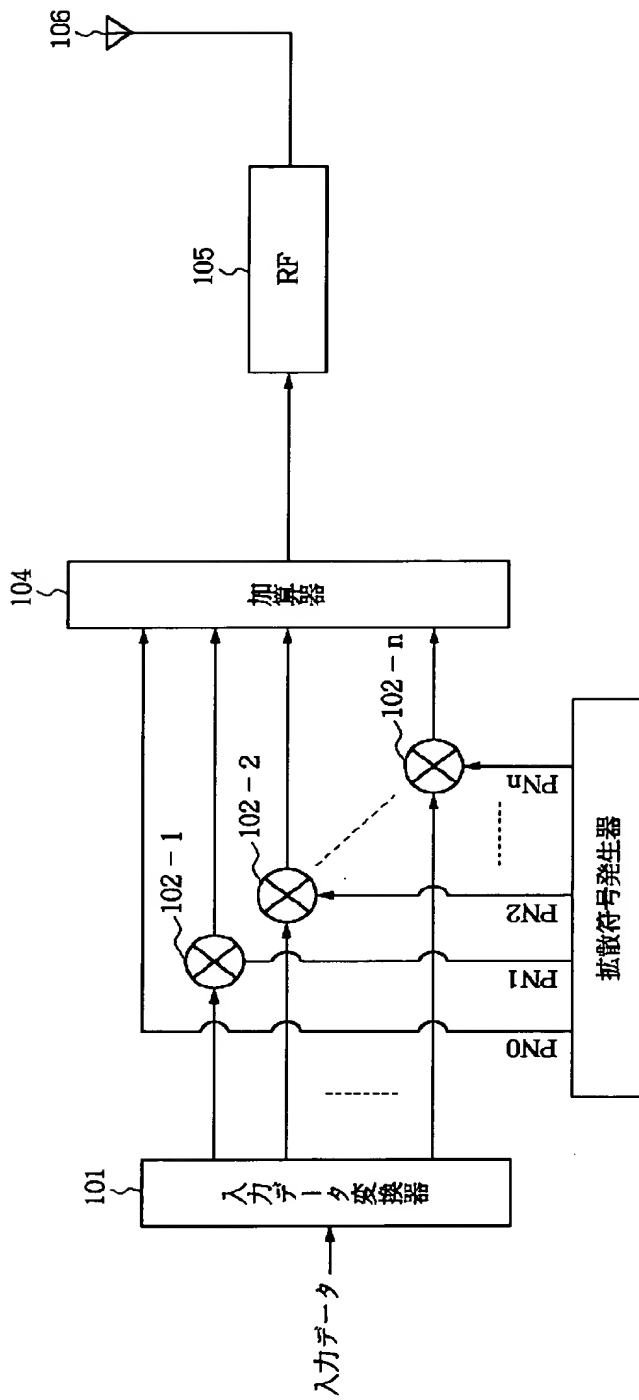
(B)



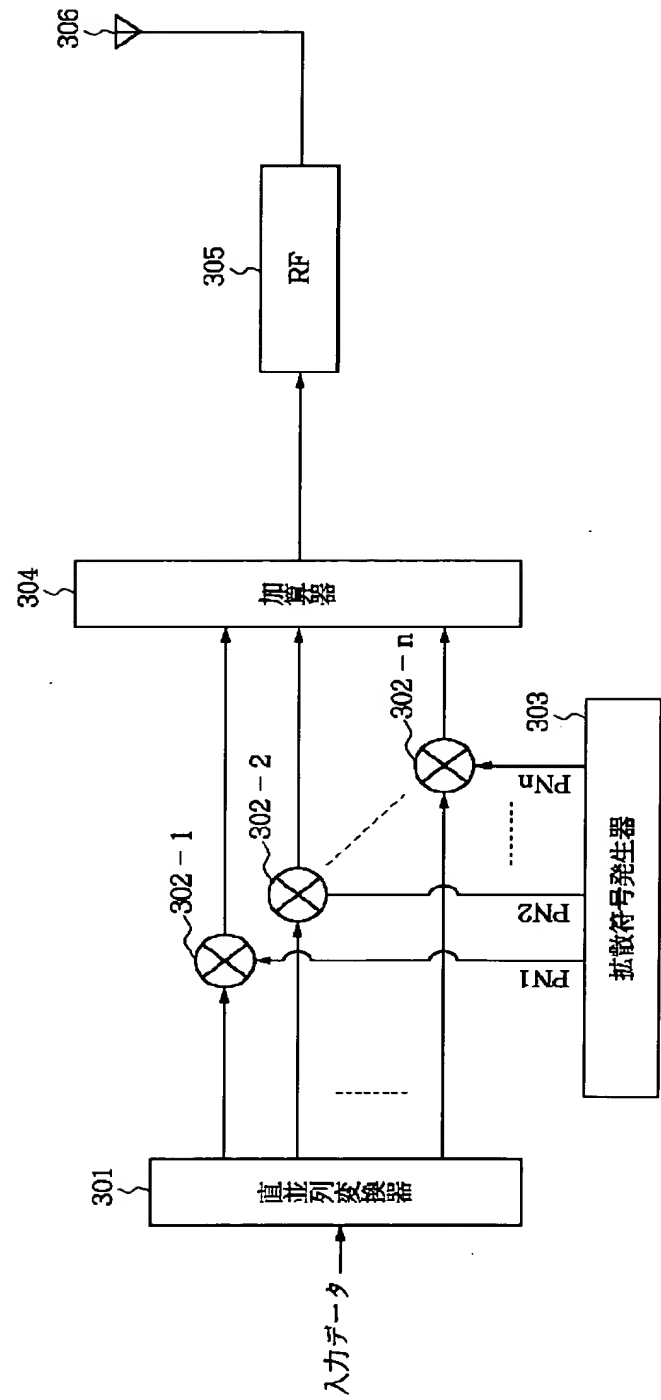
【図26】



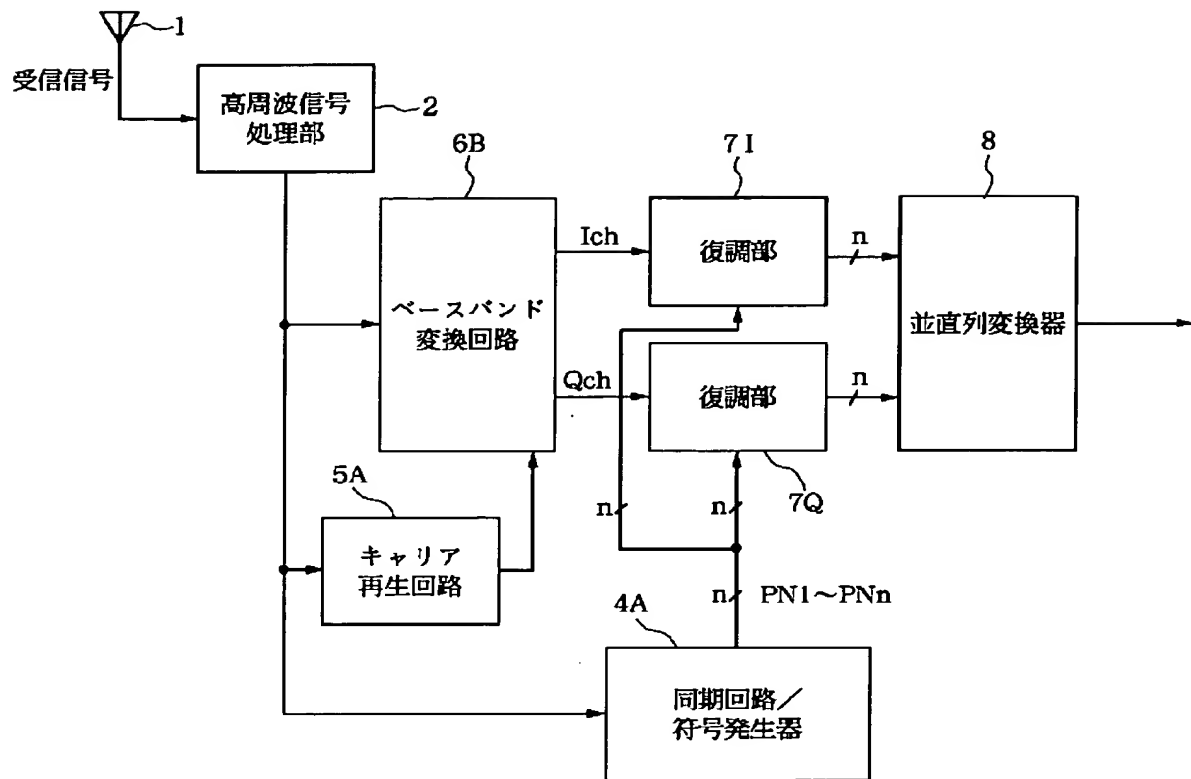
【図27】



【図31】



【図29】







(72) 発明者 鳥沢 章  
東京都大田区下丸子3丁目30番2号キャノ  
ン株式会社内

(72) 発明者 森友 和夫  
東京都大田区下丸子3丁目30番2号キャノ  
ン株式会社内

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載  
【部門区分】第 7 部門第 3 区分  
【発行日】平成 13 年 4 月 20 日 (2001. 4. 20)

【公開番号】特開平 8 - 172417  
【公開日】平成 8 年 7 月 2 日 (1996. 7. 2)  
【年通号数】公開特許公報 8 - 1725  
【出願番号】特願平 7 - 220515  
【国際特許分類第 7 版】

H04J 13/04  
【FI】  
H04J 13/00 G

【手続補正書】	
【提出日】平成 11 年 9 月 20 日 (1999. 9. 20)	【補正対象書類名】明細書
【手続補正 1】	【補正対象項目名】0031
	【補正方法】削除

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**